



Treball Fi de Carrera

**Enginyeria Tècnica de Telecomunicació. Especialitat de Sistemes Electrònics**

---

# Disseny, modelat i fabricació d'una antena “trap” per aplicacions WLAN

Pol Torres Compta

---

Tutor: Josep Parrón Granados

*Departament de Telecomunicació i Enginyeria de Sistemes*

**Escola d'Enginyeria  
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Setembre 2010





El sotasignat, *Josep Parrón Granados*, Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Treball Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne *Pol Torres Compta*.

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, *10 de setembre de 2010*.

Signatura:     *Josep Parrón Granados*

# ÍNDEX

1.	Descripció del projecte .....	6
1.1	Introducció.....	6
1.2	Objectius.....	7
1.3	Descripció del projecte .....	8
1.4	Metodologia.....	9
2.	Fonaments bàsics.....	10
2.1	Paràmetres d'antenes en transmissió.....	10
2.1.1.	Impedància i adaptació .....	10
2.1.2.	Intensitat de radiació.....	11
2.1.3.	Polarització .....	12
2.1.4.	Diagrama de radiació.....	13
2.1.5.	Directivitat .....	14
2.1.6.	Ample de banda .....	14
2.2	Dipol .....	15
2.2.1.	Model circuital d'una antena dipol.....	18
2.2.2.	Simulacions ADS i FEKO d'una antena dipol .....	19
2.3	Monopol .....	23
3.	Antenes trap.....	26
3.1	Antenes amb càrregues inductives o capacitives.....	26
3.2	Antenes trap amb components discrets .....	31
3.2.1.	Simulació d'antenes trap amb ADS.....	31
3.2.2.	Simulació d'antenes trap amb FEKO .....	35
3.3	Monopol amb tecnologia planar .....	43
3.4	Monopol amb tecnologia planar i dielèctric .....	51
4.	Verificació experimental .....	69
5.	Conclusions .....	73
6.	Bibliografia.....	74

# ÍNDIX DE FIGURES

Figura 1 Trap LC realitzat amb components discrets.....	7
Figura 2 Antena monopòl carregada amb ressonador SRR[7].....	7
Figura 3 Esquema transmissor-antena.....	11
Figura 4 Sistema de referència en coordenades esfèriques.[12].....	12
Figura 5 Polarització Lineal .....	13
Figura 6. Diagrama de radiació en 3D i talls del Pla E i Pla H. [12].....	13
Figura 7 Diagrames de radiació isòtrop, omnidireccional i directiu. [12].....	13
Figura 8 Comparació diagrama de radiació d'una antena isòtropa amb el d'una més directiva. [12].....	14
Figura 9 Antena dipòl de fil de longitud de braç $H$ i radi $a$ .....	15
Figura 10 Distribució de corrents en un dipòl de $H=\lambda/4$ (esquerra) i $H=\lambda/2$ (dreta).....	15
Figura 11 Símil entre una línia de transmissió acabada en circuit obert i una antena de fil [12] .....	16
Figura 12 Paràmetres de radiació d'un dipòl en funció de la llargada de braç $H$ . [12]..	17
Figura 13 Resistència d'entrada i reactància d'entrada d'una antena dipòl en funció de la relació $H/a$ . [12].....	18
Figura 14 Comportament de la impedància d'entrada al llarg d'una línia de transmissió acabada en circuit obert. ....	19
Figura 15 Esquema circuital en ADS .....	19
Figura 16 Representació de la part imaginària de la impedància d'entrada a la línia de transmissió.....	20
Figura 17 Simulació FEKO d'antena de fil amb $H=30$ mm i $a=0.3$ mm .....	21
Figura 18 Esquema ADS per realitzar la comparació ADS i FEKO.....	22
Figura 19 Comparació part reactiva impedància característica ADS(vermell) i FEKO(blau) .....	22
Figura 20 Comparació corbes de la part reactiva de la impedància d'entrada a l'antena amb ADS variant el radi de l'antena .....	23
Figura 21 Comparació corbes de la part reactiva de la impedància d'entrada a l'antena amb FEKO variant el radi de l'antena .....	24
Figura 22 Comparació corbes del paràmetre $S_{11}$ de l'antena amb FEKO variant el radi de l'antena $Z_1$ (blau) $Z_2$ (vermell) $Z_3$ (verd) .....	24
Figura 23 Antena monopòl situada sobre un pla conductor i antena dipòl[12].....	25
Figura 24 Esquema ADS d'una antena amb càrrega inductiva.....	26
Figura 25 Simulació ADS d'una antena dipòl amb càrrega inductiva .....	27
Figura 26 Captura del disseny en FEKO de l'antena dipòl de fil carregada amb una bobina de $2nH$ .....	27
Figura 27 Simulació FEKO d'una antena dipòl amb càrrega inductiva.....	28
Figura 28 Esquema ADS per realitzar la comparació ADS i FEKO.....	28
Figura 29 Comparació part reactiva impedància característica ADS(vermell) i FEKO(blau) .....	29
Figura 30 Esquema ADS d'una antena amb càrrega capacitiva.....	29
Figura 31 Simulació ADS d'una antena dipòl amb càrrega capacitiva.....	30
Figura 32 Comparació part reactiva impedància característica ADS(vermell) i FEKO(blau) .....	30
Figura 33 Model circuital d'antena carregada amb ressonador LC.....	31
Figura 34 Simulació ADS d'una antena dipòl carregada amb un ressonador LC.....	31
Figura 35 Comportament d'un resonador LC segons la freqüència.....	32
Figura 36 Simulació ADS variant el valor de la bobina.....	33

Figura 37 Simulació ADS variant el valor del condensador .....	33
Figura 38 Simulació ADS variant la distància del ressonador LC al llarg de l'antena ..	34
Figura 39 $L=4.04$ nH i $C=0.25$ pF (vermell) // $L=2.02$ nH i $C=0.5$ pF (blau) .....	35
Figura 40 Esquema en FEKO de l'antena de fils i amb el ressonador LC .....	36
Figura 41 Simulació FEKO d'antena dipol de fil amb els següents paràmetres: .....	37
Figura 42 Distribució de corrents a 2.213 GHz i 4.43 GHz .....	38
Figura 43 Distribució de corrents per a freqüència superior a la freqüència de ressonància del ressonador LC i la nova longitud de $3\lambda/2$ vorejant els braços del ressonador LC .....	39
Figura 44 Simulació FEKO d'antena dipol de fils amb els següents paràmetres.....	39
Figura 45 Simulació FEKO: $long=25$ mm, $a=0.4$ mm, $w=6$ mm, $h=4$ mm, $dist\_LC=-3$ mm, $Cp=0.11$ pF.....	42
Figura 46 Ressonador simple. Ressonador CLL. Ressonador CLL-DL[14].....	43
Figura 47 Comparació Ressonador LC antena de fil vs. ressonador CLL en estructura planar. ....	44
Figura 48 Equivalència entre geometria cilíndrica i geometria planar[13] .....	44
Figura 49 Paràmetres que descriuen l'antena monopòl en estructura planar .....	45
Figura 50 Distribució de corrents per freqüències superiors a la freqüència de ressonància del ressonador LC i longitud d'antena $3\lambda/4$ .....	46
Figura 51 Paràmetres que modelen la capacitat del ressonador CLL[14] .....	47
Figura 52 Nomenclatura del ressonador LC amb longituds dels braços interiors.....	48
Figura 53 $long=25$ mm, $W\_antena=1.6$ mm, $w=6$ mm, $h=4$ mm, $W\_LC=0.5$ mm, $D\_C=$ $3.8$ mm, $GAP=0.5$ mm, $dist\_LC=-3$ mm.....	49
Figura 54 $long=25$ mm, $W\_antena=3.5$ mm, $w=7$ mm, $r=6$ mm, $W\_LC=1$ mm, $D\_C=$ $5$ mm, .....	50
Figura 55 Monopòl a sobre del dielèctric amb el Mesh que utilitza FEKO superposat i situat sobre un pla de massa infinit.....	51
Figura 56 $long=25$ mm, $W\_antena=3.5$ mm, $w=7$ mm, $r=6$ mm, $W\_LC=1$ mm, .....	52
Figura 57 $long=25$ mm, $W\_antena=3$ mm, $w=4.875$ mm, $r=4$ mm, $W\_LC=0.5$ mm, .....	54
Figura 58 $long=25$ mm, $W\_antena=3$ mm, $w=4.875$ , $r=4$ mm, $W\_LC=0.5$ mm, .....	55
Figura 59 $long=25$ mm, $W\_antena=3$ mm, $w=5.375$ mm, $r=4$ mm, $W\_LC=0.5$ mm, ..	57
Figura 60 $long=25$ mm, $W\_antena=3.5$ mm, $w=5.375$ mm $r=4$ mm, $W\_LC=0.5$ mm, ..	58
Figura 61 $long=25$ mm, $W\_antena=3.5$ mm, , $w=5.375$ mm $r=4$ mm, $W\_LC=0.5$ mm .....	59
Figura 62 $long=25$ mm, $W\_antena=3.5$ mm, $w=5.45$ mm, $r=5$ mm, $W\_LC=0.5$ mm, ..	60
Figura 63 $long=25$ mm, $W\_antena=3.5$ mm, $w=5.45$ mm, $r=5$ mm, $W\_LC=0.5$ mm , .....	61
Figura 64 $long=25$ mm, $W\_antena=3.5$ mm, $w=5.45$ mm, $r=5$ mm, $W\_LC=0.5$ mm, ..	62
Figura 65 Distribució de corrents sobre l'antena monopòl a 2.45 i 4.12 GHz.....	63
Figura 66 Distribució de corrents sobre l'antena monopòl a 4.9 i 5.8 GHz.....	64
Figura 67 Representació de l'eficiència de l'antena.....	64
Figura 68 Diagrama de radiació en 3D a 2.51 GHz i a 4.1 GHz.....	65
Figura 69 Diagrama de radiació en 3D a 4.9 GHz i a 5.8 GHz.....	65
Figura 70 Gràfics de directivitat de l'antena a 2.45 GHz i 5 GHz .....	66
Figura 71 Representació MATLAB del paràmetre $S_{11}$ variant paràmetre "long" .....	66
Figura 72 Representació MATLAB del paràmetre $S_{11}$ variant paràmetre " $W\_antena$ ".	67
Figura 73 Representació MATLAB del paràmetre $S_{11}$ variant paràmetre " $W\_LC$ " .....	67
Figura 74 Representació MATLAB del paràmetre $S_{11}$ variant paràmetre " $dist\_LC$ " ....	68

Figura 75 Antena monopol amb els paràmetres a fabricar, amb una tira de 0.6 mm d'amplada inclosa per simular el port. ....	69
Figura 76 long=25 mm, W_antena=3.5 mm, w=4.95+W_LC , r= 5 mm, W_LC=0.5 mm, .....	70
Figura 77 Antena monopol fabricada .....	71
Figura 78 Antena monopol fabricada situada sobre un pla de massa infinit.....	71
Figura 79 Representació de la mesura del paràmetre $S_{11}$ de l'antena monopol fabricada. ....	72
Figura 80 Comparació paràmetre $S_{11}$ : Antena final fabricada (blau), Antena final simulada amb port strip (vermell) i Antena final simulada sense port strip (verd).72	

# 1.Descripció del projecte

## 1.1 Introducció

La principal motivació d'aquest projecte era endinsar-me en el món de les antenes ja que no és una assignatura dintre el pla d'estudis de l'Enginyeria Tècnica de Telecomunicació. Tot i això, la majoria dels coneixements previs que necessitava per a la seva realització, com el funcionament d'una línia de transmissió, si que els tenia ja adquirits. Els conceptes pròpiament d'antenes els vaig anar adquirint a base d'una revisió bibliogràfica i dels apunts de l'assignatura d'Antenes de la Enginyeria Superior de Telecomunicació.

Aquest projecte està englobat dins la ràpida crescuda de les comunicacions sense fils dels últims anys que ha resultat en una llarga varietat de serveis que utilitzen aquest tipus de comunicació com són GSM/3G, WLAN o Bluetooth.

Per utilitzar tots aquests serveis, seria desitjable la utilització d'una sola antena que pugui treballar a diferents bandes freqüencials a la vegada. Aquesta antena hauria de ser fabricada en forma planar i ser el més lleugera i compacta possible, de manera que es pugui instal·lar en objectes tan quotidians com mòbils, ordinadors portàtils, routers...

A la literatura podem trobar diferents tècniques per aconseguir antenes amb comportament multibanda com ara: monopols amb stubs [1], dipols *sleeve* [2], monopols *Sierpinski* [3], antenes multi-slot[4] o antenes amb ressonadors dielèctrics[5] entre d'altres.

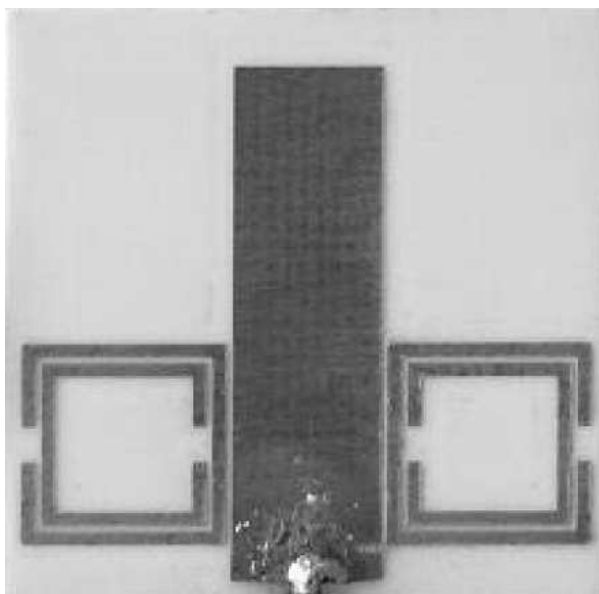
En particular ens ha cridat l'atenció que els radioaficionats feien servir "traps" en les seves antenes a freqüències HF (3-30 MHz) per aconseguir un comportament multibanda[6]. Un "trap" és bàsicament una bobina i un condensador en paral·lel, és a dir, un ressonador LC, situat al llarg de l'antena (o a prop) que permet canviar les seves freqüències de ressonància i afegir-ne alguna més. Per la realització dels traps s'utilitzaven components discrets tal com es pot observar a la Figura 1, on la bobina la forma el fil enrotllat a sobre d'un condensador cilíndric.





**Figura 1** Trap LC realitzat amb components discrets.

En el nostre cas, els serveis WLAN estan dintre les freqüències UHF (0,3-3 GHz) i SHF (3-30 GHz). Per aquestes freqüències la realització dels “traps” és molt diferent, ja que no és convenient utilitzar directament una bobina i un condensador com a components discrets. El motiu és que a altes freqüències en els components discrets apareixen paràsits que fan variar el seu comportament, i per això s’haurà de modelar i dissenyar el trap LC de forma distribuïda. Un exemple d’antena monopòl realitzada en estructura planar amb un ressonador realitzat de forma distribuïda es mostra a la Figura 2.



**Figura 2** Antena monopòl carregada amb ressonador SRR[7]

## **1.2 Objectius**

El projecte persegueix dos objectius. El primer és estudiar el model de línia de transmissió i veure com es pot modelar el comportament d’una antena dipol com el d’una línia de transmissió acabada en circuit obert. Aquesta part permetrà veure fàcilment com es comporta una antena i quins resultats es modifiquen al carregar-la amb una càrrega inductiva o capacitiva. Es compararan els resultats del model circuital amb el

model d'antenes de fil per tal de veure'n l'analogia i comprovar-ne els resultats. Un cop vistos aquests aspectes, es passarà a dissenyar una antena carregada amb un trap LC. En el disseny s'explicaran tots els paràmetres involucrats en l'estructura de l'antena i com la modificació de cada paràmetre influeix en la resposta en freqüència de l'antena. Tal i com s'ha parlat en la introducció, a altes freqüències, el ressonador LC, no es pot realitzar amb components discrets, així que un dels punts claus d'aquest projecte és aconseguir modelar el comportament d'una inductància i d'una capacitat de forma distribuïda.

El segon objectiu, i principal meta d'aquest projecte és dissenyar i fabricar una antena en estructura planar que sigui capaç de treballar en les bandes WLAN de 2,45-2,5 GHz (802.11b/g) i 4,9-5,875 GHz (802.11a/h/j). Per aquestes bandes, i tal i com ja s'anirà introduint, ens interessarà obtenir un nivell d'adaptació de com a mínim -10 dB en les dues bandes esmentades.

### **1.3 Descripció del projecte**

Com ja s'ha comentat, dintre del Pla d'estudis de la carrera no hi figura l'assignatura d'Antenes, així que abans de començar el projecte vaig realitzar una revisió/busca bibliogràfica dels conceptes necessaris per realitzar-lo.

Centrant-nos en com està organitzat el projecte, es pot dividir en tres blocs.

En el primer bloc, primer es presenten alguns fonaments bàsics d'antenes necessaris per a una correcta comprensió dels aspectes del projecte. Seguidament, s'hi presenten els dos tipus d'antenes que s'estudien en el projecte: un dipol i un monopol. Finalment, es simula el comportament d'una antena com una línia de transmissió acabada en circuit obert a través del software ADS (*Advanced Design System*)[8]. Un cop presentat el model de línia de transmissió es compararà amb el model d'antena de fils. Aquestes simulacions es realitzen amb el software FEKO [9].

En el segon bloc, primer s'estudiarà el comportament que introdueixen les càrregues inductives o capacitives situades al llarg d'una antena. Segon, es simularà i compararà en ADS i FEKO la introducció d'un ressonador LC al llarg de l'antena. Tercer, a partir del model de fils es passa a un model d'antena planar. Cal explicar que fins aquest moment tots els models es presentaran en antenes dipol, però al passar en estructura planar i finalment a l'antena realitzada físicament, es realitzarà en una antena monopol. Tal i com s'explicarà a partir de conceptes teòrics, el comportament d'una antena dipol i d'una antena monopol són molt similars i passar d'una estructura a l'altre no resulta en cap gran inconvenient. La raó principal per la qual es realitzarà l'antena físicament com un monopol és sobretot per la major facilitat tan de fabricació com de mesura del seu comportament envers al dipol.

El model d'antena en estructura planar ens permetrà suavitzar les corbes tan de la impedància d'entrada com de l'adaptació de l'antena, fets que es raonaran degudament més endavant. Finalment, es dissenyarà i simularà l'estructura d'una antena planar a sobre d'un dielèctric que resultarà en el disseny final.

En el tercer bloc, es fabricarà l'antena i verificarà experimentalment els resultats simulats.

Per últim, es presentaran les conclusions del projecte.

## 1.4 Metodologia

En la descripció del projecte s'han parlat de diverses eines de software que s'utilitzaran en aquest projecte.

El primer és l'ADS, que utilitza el model circuital a l'hora de resoldre un esquema de línies de transmissió, i permet fer simulacions molt senzilles i ràpides que han de permetre entendre el comportament de l'antena a dissenyar. El gran avantatge d'aquestes simulacions amb ADS són la rapidesa de càlcul i també la possibilitat d'utilitzar l'eina *tunning* amb la qual es poden variar els paràmetres del circuit a temps real, com el valor de la bobina, el condensador o la distància d'aquests components al llarg de la línia per aprendre a predir i entendre el comportament fàcilment.

El segon és el software FEKO, que simula el disseny d'una antena real i permetrà comparar i validar els resultats obtinguts del model circuital de l'ADS. Amb el FEKO es realitzarà virtualment l'antena que finalment s'acabarà fabricant, i els resultats mesurats es compararan amb les simulacions extremes del FEKO. Dintre del software FEKO, es troba CADFEKO per a la definició dels paràmetres que defineixen l'antena i l'eina POSTFEKO que permet mostrar gràficament els resultats de les simulacions, des de la impedància d'entrada a l'antena, el gràfic del paràmetre  $S_{11}$ , el diagrama de radiació de l'antena, la distribució de corrents, etc.

A més a més, s'ha fet ús de l'eina de càlcul MATLAB[10] per tal de realitzar operacions i càlculs de manera més ràpida, i també a l'hora de mostrar alguns gràfics explicatius.

## 2.Fonaments bàsics

Segons l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, una antena és aquella part d'un sistema transmissor o receptor dissenyada específicament per radiar o rebre ones electromagnètiques[11].

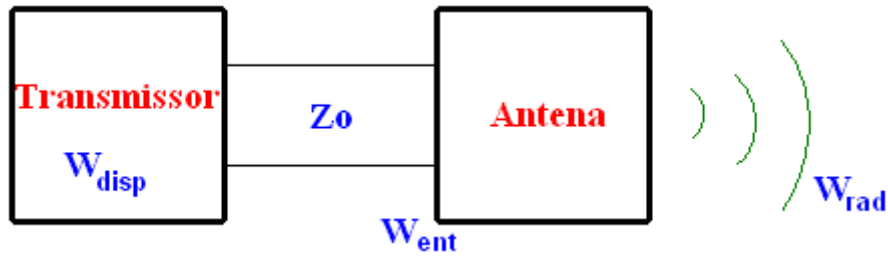
La missió d'una antena és radiar la potència subministrada amb les característiques de direccionalitat adequades per cada aplicació. En radiodifusió o en comunicacions mòbils interessa una antena que pugui radiar o rebre en totes les zones de l'espai, és a dir, de forma omnidireccional. Un cas diferent serien les antenes utilitzades en radiocomunicació, que interessa que siguin més direccionals.

En aquest capítol introduïrem els conceptes bàsics d'antenes, així com els dos tipus d'antena amb els quals es treballarà en aquest projecte, el dipol i el monopòl. Es simularan les antenes amb el software ADS, per al model circuital i amb FEKO per al model amb antenes de fils, i es compararan els resultats.

### 2.1 Paràmetres d'antenes en transmissió

#### 2.1.1. Impedància i adaptació

Una antena és un dispositiu capaç de convertir les ones guiades en ones radiades o viceversa (segons sigui en transmissió o en recepció). En transmissió, el transmissor està connectat a l'antena a través d'una línia de transmissió o guia d'ones. La idea és que la potència radiada  $W_{rad}$  per l'antena sigui la màxima possible a partir de la potència disponible pel transmissor  $W_{disp}$ .



**Figura 3 Esquema transmissor-antena.**

La potència entregada pel transmissor ve definida per

$$W_{ent} = W_{disp} (1 - |\rho|^2) \quad (1)$$

on  $\rho$  és el coeficient de reflexió de la línia de transmissió definit per

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2)$$

sent  $Z_0$  la impedància característica de la línia i  $Z_a$  la impedància d'entrada de l'antena:

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (3)$$

La impedància d'entrada a l'antena és el quocient entre el voltatge i la corrent entre els terminals de l'antena. La part real  $R_a$  representa la suma de les pèrdues pròpies de l'antena (conductors i dielèctrics)  $R_\Omega$  i les pèrdues per radiació a l'espai  $R_r$ . A més a més, la reactància representa el camp reactiu de l'antena produït pel camp proper.

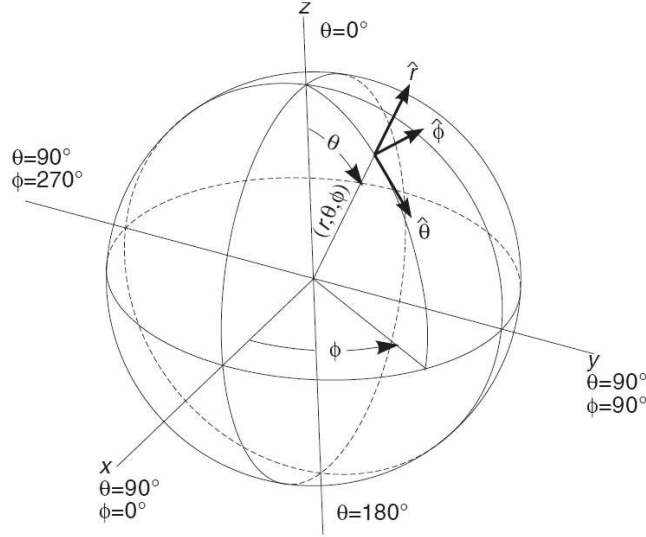
Les freqüències a les quals el valor de la part imaginària de la impedància de l'antena  $X_a$  es fa 0 s'anomenen freqüències de ressonància.

Tenint en compte els aspectes anteriors, la potència radiada per l'antena dependrà de l'eficiència de radiació  $\eta_l$  que aquesta tingui. Aquest paràmetre es defineix com el quocient entre la potència radiada i la potència entregada:

$$\eta_l = \frac{W_{rad}}{W_{ent}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} = \frac{R_r}{R_a} \quad (4)$$

### 2.1.2. Intensitat de radiació

Una característica important d'una antena és la capacitat de radiar la potència cap a certes direccions de l'espai. Per mesurar les direccions de radiació, s'estableix com a sistema de referència el sistema de coordenades esfèriques, de manera que els paràmetres estaran en funció dels vectors unitaris  $(\hat{r}, \hat{\theta}, \hat{\phi})$ , tal com es pot observar a la Figura 4.



**Figura 4** Sistema de referència en coordenades esfèriques.[12]

La densitat de potència radiada es defineix com:

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (5)$$

On  $\eta=120\pi$  és la impedància característica del medi,  $E_\theta$  i  $E_\phi$  són les components transversals del camp elèctric en la direcció d'interès. A partir de la densitat de potència radiada s'obté la potència total radiada integrant la potència d'una superfície esfèrica  $S$  que engloba l'antena:

$$W_{rad} = \iint_S \wp(\theta, \phi) \cdot d\vec{S} \quad (6)$$

La intensitat de radiació es defineix com la potència radiada per unitat d'angle sòlid en una determinada direcció i la seva relació amb la densitat de potència radiada és de la forma:

$$K(\theta, \phi) = \wp(\theta, \phi) r^2 \quad (7)$$

### 2.1.3. Polarització

La polarització d'una antena es defineix com la variació temporal, vista des de l'antena, de la orientació del camp elèctric en un punt. L'expressió que ho defineix és:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left[ \vec{E}(\vec{r}) \cdot e^{j\omega t} \right] \text{ on } \vec{E}(\vec{r}) = E(\vec{r}) \cdot \hat{e}(\vec{r}) \quad (8)$$

Hi ha tres tipus de polarització: polarització lineal, polarització circular i polarització el·líptica. Centrant-nos en el nostre projecte, la polarització d'un dipol o un monopol és una polarització lineal que segueix la forma descrita a la Figura 5.

$$\hat{e}(\vec{r}) = \frac{a\hat{x} \pm b\hat{y}}{\sqrt{a^2 + b^2}}, \frac{a\hat{\theta} \pm b\hat{\phi}}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

horizontal
vertical

$\longleftrightarrow \circ \longleftrightarrow$

$\updownarrow \circ \updownarrow$

Figura 5 Polarització Lineal

#### 2.1.4. Diagrama de radiació

Un dels paràmetres bàsics d'una antena és el seu diagrama de radiació, que és una representació gràfica de les propietats de radiació de l'antena, en funció de les diferents direccions de l'espai, a una distància fixada. Normalment s'usa un sistema de coordenades esfèriques tal i com s'ha definit a 2.1.2. Amb l'antena situada a l'origen i mantenint constant la distància s'expressarà el camp elèctric en funció de les variables angulars ( $\theta, \phi$ ).

Per antenes linealment polaritzades es defineix el pla E com el que està format per la direcció de màxima radiació i el camp elèctric en aquella direcció. Anàlogament, el pla H és el format per la direcció de màxima radiació i el camp magnètic en aquella direcció. Ambdós plans són perpendiculars i la seva intersecció determina una línia que defineix la direcció de màxima radiació de l'antena tal i com es pot observar a la Figura 6.

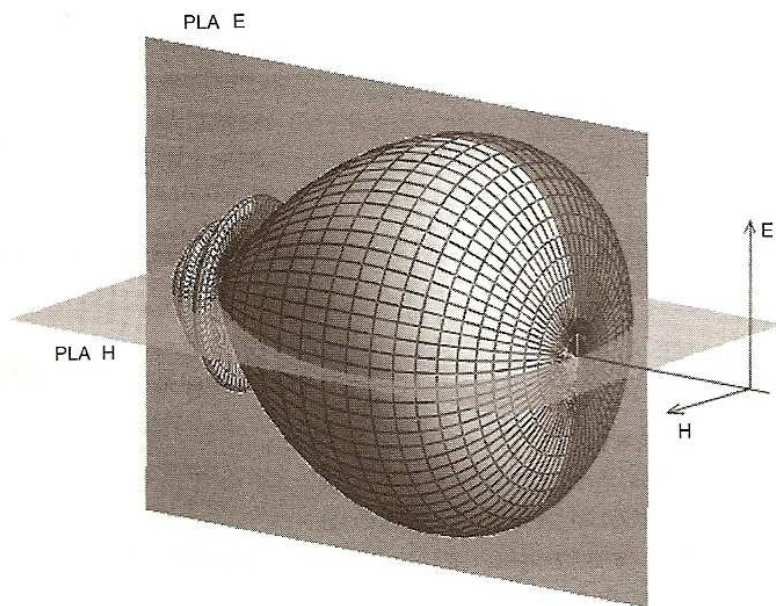


Figura 6. Diagrama de radiació en 3D i talls del Pla E i Pla H. [12]

A la Figura 7 es mostren diferents tipus de diagrames de radiació d'una antena.

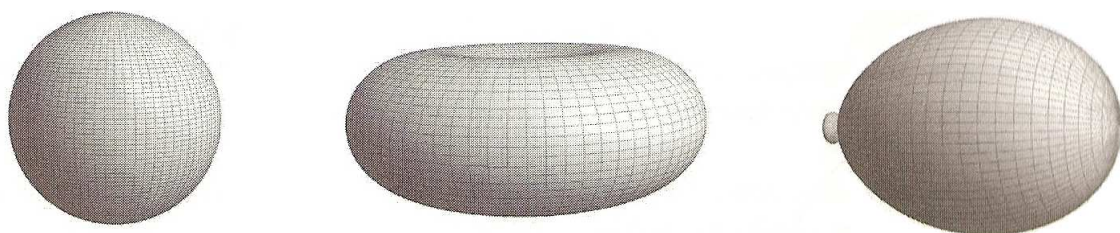


Figura 7 Diagrames de radiació isòtrop, omnidireccional i directiu. [12]

### 2.1.5. Directivitat

Suposant una antena isòtropa, que distribuïria la potència radiada  $W_{rad}$  uniformement en tot l'espai, la seva densitat de potència radiada a distància  $r$  seria:

$$\wp_{isòtropa} = \frac{W_{rad}}{4\pi r^2} \quad (9)$$

Una antena directiva concentra la potència radiada en certes zones de l'espai. A la Figura 8 es mostra la comparació entre una antena isòtropa, que és una antena no realitzable físicament i que tindria directivitat igual a 1, i una antena que radia sobre certes zones de l'espai.

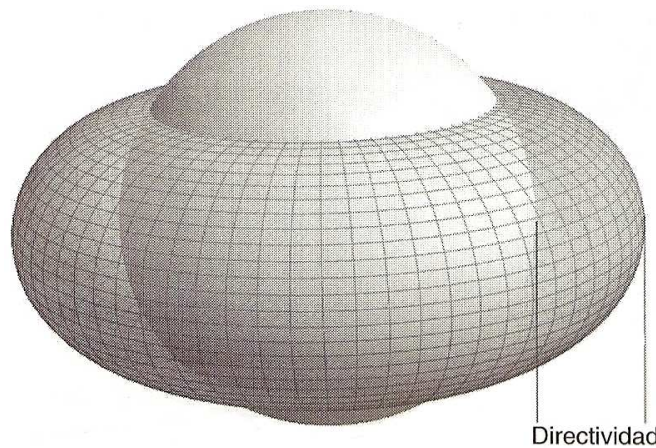


Figura 8 Comparació diagrama de radiació d'una antena isòtropa amb el d'una més directiva. [12]

Així doncs, l'expressió de la directivitat ve donada per:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{\wp_{isòtropa}} \quad (10)$$

En el nostre projecte ens interessarà un valor de directivitat de l'antena més aviat petita ja que volem que el seu diagrama de radiació sigui el més omnidireccional possible.

### 2.1.6. Ample de banda

L'ample de banda d'un dispositiu es defineix com el marge freqüencial en el qual treballarà dintre d'unes especificacions donades.

En el cas del nostre projecte volem que la nostra antena tingui un ample de banda de 2,45 a 2,5 GHz i un altre de 4,9 a 5,875 GHz. Es defineix aquest ample de banda a on el valor del coeficient de reflexió  $\rho$  (o paràmetre  $S_{11}$ ) està per sota dels -10 dB en escala logarítmica, és a dir  $20\log_{10}(S_{11})$ . Cal comentar que el valor del coeficient de reflexió està referenciat a una impedància  $Z_0 = 50 \Omega$ .

En les dues bandes definides també ens interessarà tenir un diagrama de radiació el més omnidireccional possible, característica bàsica de les comunicacions mòbils.



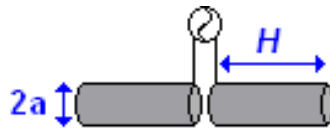
## 2.2 Dipol

El tipus d'antena més senzill és el denominat antena cilíndrica, que consisteix en un fil recte conductor, de dimensió  $2H$  i radi  $a$ , amb un valor  $a \ll \lambda$ , on  $\lambda$  és la longitud d'ona definida per:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (11)$$

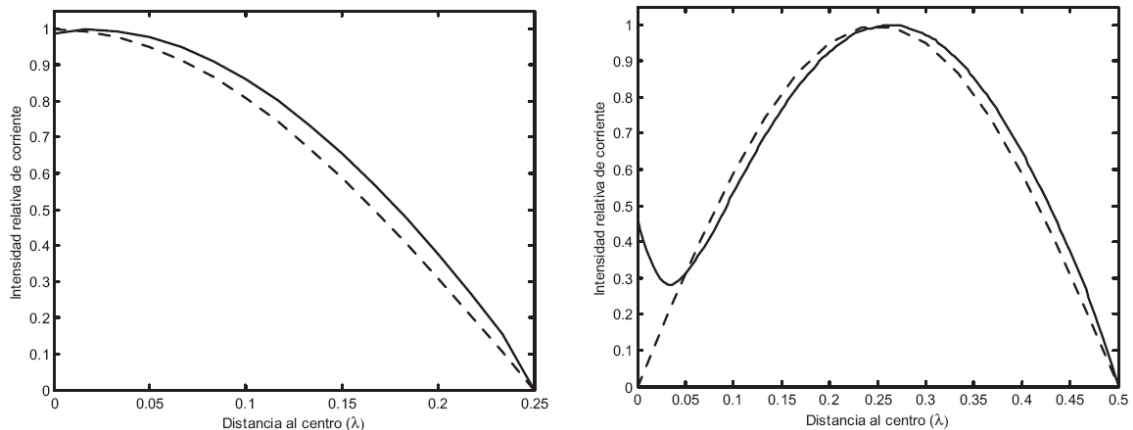
sent  $c$  la velocitat de la llum al buit i de valor aproximat de  $3 \cdot 10^8$  m/s, i  $f$  la freqüència a la que treballa el dispositiu.

L'antena està alimentada amb un generador col·locat al seu centre, tal com s'indica a la Figura 9.



**Figura 9** Antena dipol de fil de longitud de braç  $H$  i radi  $a$

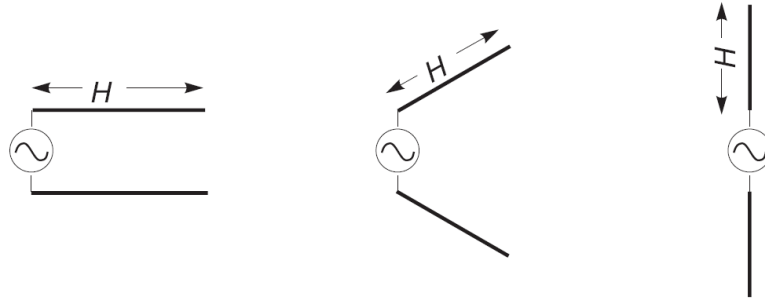
Experimentalment, s'ha demostrat que la distribució de corrents en aquest tipus d'antenes és aproximadament sinusoidal, amb un zero de corrents als extrems. A la Figura 10 es mostra el gràfic de la distribució de corrents per dos antenes de longitud de braç  $H=\lambda/4$  i  $H=\lambda/2$ , extret a través del mètode dels moments i a través de l'aproximació de forma sinusoidal que s'utilitza. Com es pot comprovar, per  $H=\lambda/4$  l'aproximació és molt semblant a la real i per a  $H=\lambda/2$  també és molt semblant excepte a prop del generador on realment la intensitat no es fa zero.



**Figura 10** Distribució de corrents en un dipol de  $H=\lambda/4$  (esquerra) i  $H=\lambda/2$  (dreta)

( - - - - - Aproximació sinusoidal      ————— Mètode dels moments) [12]

Com s'ha explicat a la introducció, a la primera part del projecte s'estudia el funcionament d'una antena, representada com una línia de transmissió acabada en circuit obert. A la Figura 11 es pot observar el símil amb una antena de fil.



**Figura 11** Símil entre una línia de transmissió acabada en circuit obert i una antena de fil [12]

impedància d'entrada del dipol serà en general una magnitud complexa. La part real de la qual serà la resistència de radiació. La part imaginària, assumint el model de línia de transmissió per les corrents en el dipol, serà el d'una línia de longitud  $H$  acabada en circuit obert:

$$X_e = -jZ_0 \cot g(kH) \quad (12)$$

on  $k$  és la constant de propagació definida com:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (13)$$

i  $Z_0$  és la impedància característica de la línia de transmissió formada pels dos braços del dipol. El valor exacte de  $Z_0$  no es pot trobar de forma analítica per al cas del dipol (antena de braços cilíndrics), però basant-nos en el model de línia de transmissió bicònica i a partir d'algunes aproximacions, com la de distribució de corrents sinusoidal, farem servir [12]:

$$Z_0 = 120 \left( \ln \left( \frac{2H}{a} \right) - 1 \right) \quad (14)$$

que tot i ser una aproximació ens donarà una idea de la variació de la reactància d'entrada a l'antena.

A la Figura 12 hi ha una taula que resumeix els valors dels principals paràmetres de radiació així com la distribució de corrents d'una antena dipol en funció de la llargada de braç  $H$  i una representació en 2D del seu diagrama de radiació. Tots els diagrames de radiació tenen simetria de revolució.

Cal destacar que el dipol de longitud  $H = \lambda/4$  és el que té menys directivitat, i per tant un diagrama de radiació més omnidireccional. En base a aquest fet, en les simulacions dels següents apartats utilitzarem el dipol de  $H = \lambda/4$ , també anomenat de mitja ona.


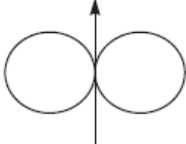

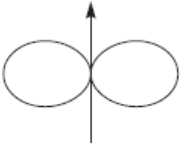

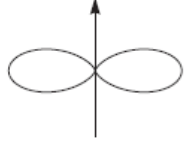

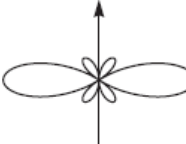

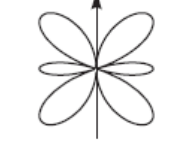

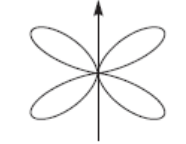
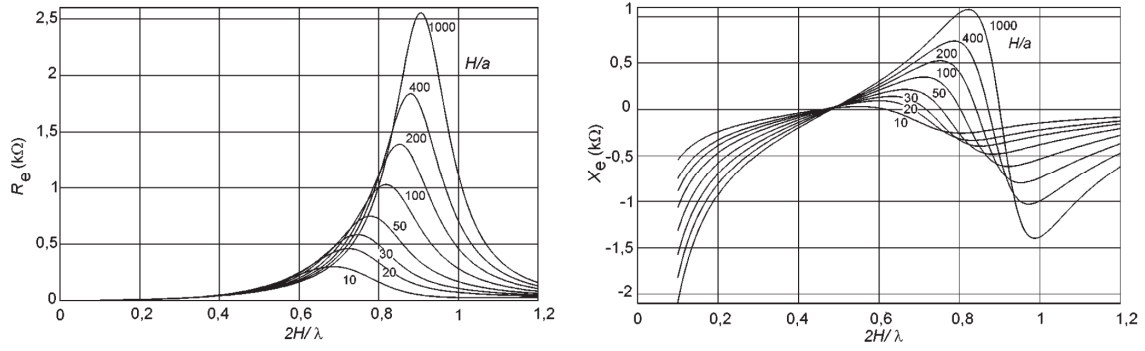
		$H = \lambda/4$ $\Delta\theta_{-3dB} = 78^\circ$	$R_r = 73 \Omega$ $D = 1,64$
		$H = 3\lambda/8$ $\Delta\theta_{-3dB} = 64^\circ$	$R_r = 360 \Omega$ $D = 1,94$
		$H = \lambda/2$ $\Delta\theta_{-3dB} = 48^\circ$	$R_r = \infty \Omega$ $D = 2,41$
		$H = 5\lambda/8$ $\Delta\theta_{-3dB} = 33^\circ$	$R_r = 210 \Omega$ $D = 3,33$
		$H = 3\lambda/4$ $\Delta\theta_{-3dB} = 33^\circ$ $\theta_{max} = 43^\circ$	$R_r = 99,5 \Omega$ $D = 2,17$
		$H = \lambda$ $\Delta\theta_{-3dB} = 27^\circ$ $\theta_{max} = 57^\circ$	$R_r = \infty \Omega$ $D = 2,52$

Figura 12 Paràmetres de radiació d'un dipol en funció de la llargada de braç H. [12]

Per a una longitud de braç de  $H=\lambda/4$  i un radi d'antena cilíndrica  $a \ll \lambda$  la impedància d'entrada del dipol serà:

$$Z_a \approx 73 + j42,5\Omega \quad (15)$$

El valor de la impedància d'entrada a una antena dipol varia en funció de la relació  $H/a$ , tal i com es pot observar als gràfics de la Figura 13. És destacable com més petit es fa la relació  $H/a$ , més suaus són les corbes tan de la part real com de la part imaginària de la impedància d'entrada, i que aquests assoleixen valors més petits. Això repercutirà en millors valors d'adaptació en el gràfic del coeficient de reflexió, tal i com s'anirà veient en les simulacions.



**Figura 13 Resistència d'entrada i reactància d'entada d'una antena dipol en funció de la relació  $H/a$ . [12]**

### 2.2.1. Model circuital d'una antena dipol

Es vol simular el comportament d'una antena dipol a través del software ADS que utilitza el model circuital a l'hora de resoldre un esquema de línies de transmissió, i comparar-lo amb la simulació que fa el software FEKO d'una antena dipol, considerant les antenes de fil com cilíndriques

A l'hora d'analitzar el comportament de la línia de transmissió es visualitzarà el gràfic de la part imaginària de la impedància d'entrada a la línia.

La part imaginària de la impedància d'entrada, té periodicitat cada  $\lambda/2$  ja que a partir de (16):

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta d)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta d)} \quad (16)$$

es pot demostrar que la impedància d'entrada té el mateix valor que la impedància de càrrega cada  $\lambda/2$ :

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta d)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta d)} \Big|_{d=\lambda/2} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2}\right)}{Z_o + jZ_L \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2}\right)} = Z_L \quad (17)$$

independentment del valor de la impedància característica de la línia  $Z_o$  i de la impedància de càrrega  $Z_L$ .

En el nostre cas  $Z_L = \infty$  per tant  $Z_{in}$  valdrà  $\infty$  en  $n\lambda/2$  i 0 cada  $\lambda/4 + n\lambda/2$  sent  $n=0,1,2,3,\dots$ . Aquests resultats teòrics es poden veure representats a la Figura 14.

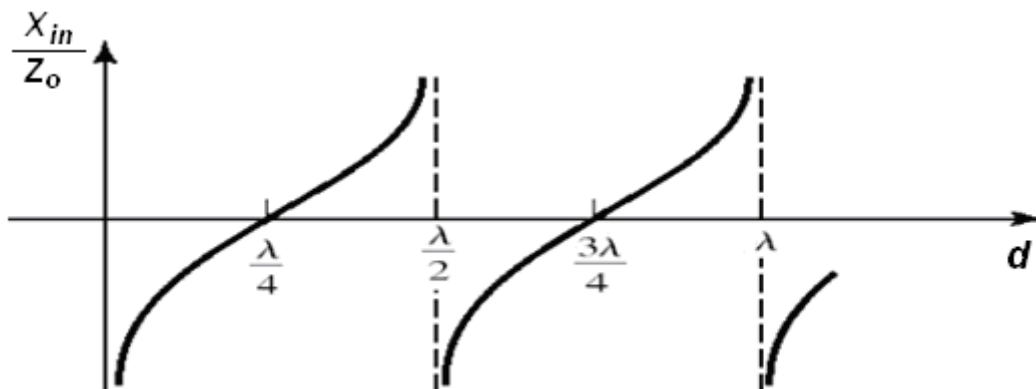


Figura 14 Comportament de la impedància d'entrada al llarg d'una línia de transmissió acabada en circuit obert.

### 2.2.2. Simulacions ADS i FEKO d'una antena dipol

En ADS es dissenya l'antena com una línia de transmissió de longitud efectiva  $90^\circ$ , és a dir, de longitud  $\lambda/4$  a la freqüència de 2.5 GHz i un port que simula l'alimentació.

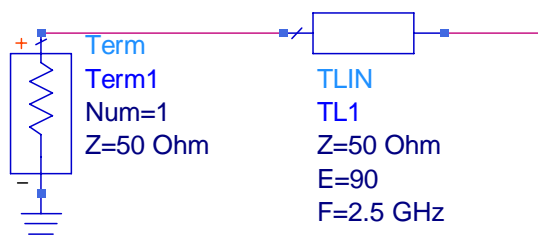
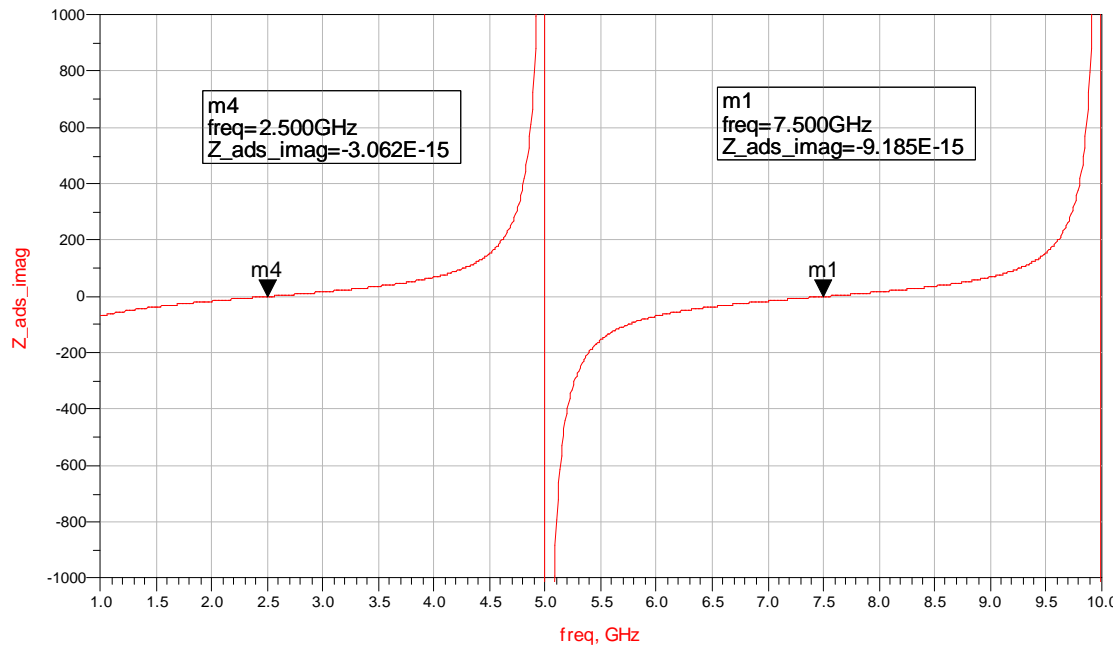


Figura 15 Esquema circuital en ADS

Simulant el circuit de la Figura 15, es pot comprovar a la Figura 16 com la part imaginària de la impedància d'entrada es fa 0 (freqüència de ressonància) a  $\lambda/4$  (2.5 GHz) i a  $\lambda/4 + \lambda/2$  (7.5 GHz). El fet que la impedància característica es faci infinit a 5 GHz, és a dir a  $\lambda/2$ , és perquè teòricament el corrent és 0, i en ADS ho mostra d'aquesta manera ja que s'estan emprant línies de transmissió ideals. Sent estrictes, a 5 GHz també hi ha un pas per 0, de manera que seria una altra freqüència de ressonància, tanmateix, per aquest valor al ser el corrent molt proper a 0, la part real de la impedància de la línia serà molt gran, fet que resultarà en una mala adaptació a 50  $\Omega$ , i també perquè és un pas per 0 molt ràpid, de manera que l'ample de banda resultant serà molt petit, tal i com es veurà més endavant.

El fet d'utilitzar línies de transmissió ideals també provoca que en ADS no es mostri els gràfics del paràmetre  $S_{11}$ , ja que al ser línies ideals aquest paràmetre és 1 per tot el marge freqüencial. En els gràfics d'ADS tampoc es mostra la part real de la impedància d'entrada, ja que ADS no té en compte aquest paràmetre a l'hora de fer els càlculs. Quan es realitzin les simulacions en FEKO es mostrarà tan els gràfics del paràmetre  $S_{11}$  com el de la part real de la impedància d'entrada a l'antena.



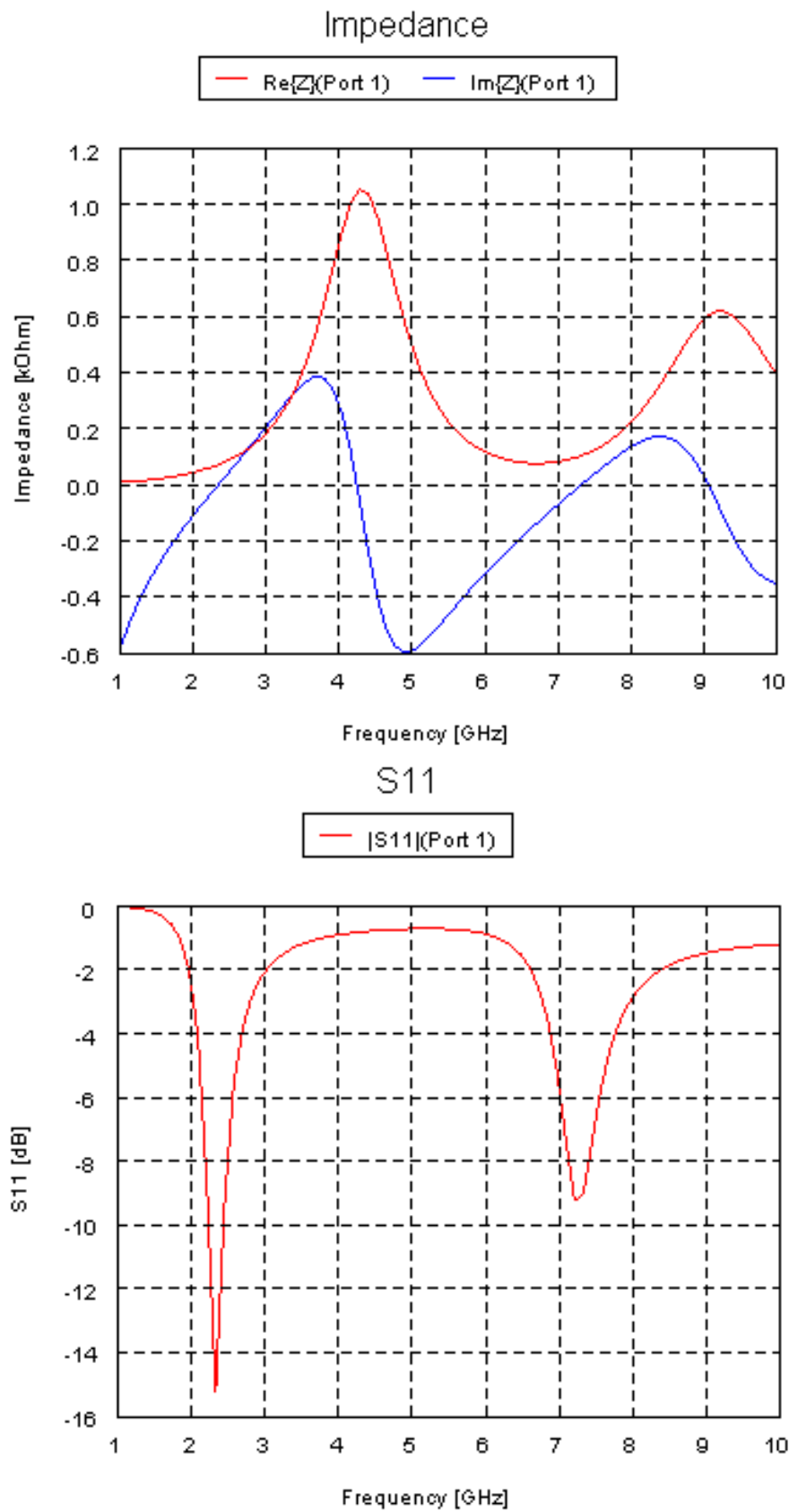
**Figura 16 Representació de la part imaginària de la impedància d'entrada a la línia de transmissió**

Ara es simula el mateix circuit amb el software FEKO, amb una antena de fil amb ressonància a la freqüència de 2,5 GHz. A partir de (11) obtenim una longitud de braç de  $\lambda/4 = 0.03 \text{ m} = 30 \text{ mm}$ . A més a més s'ha elegit un valor de radi de l'antena de 0.3 mm, és a dir  $\lambda/400$ , per complir amb l'aproximació  $a \ll \lambda$ .

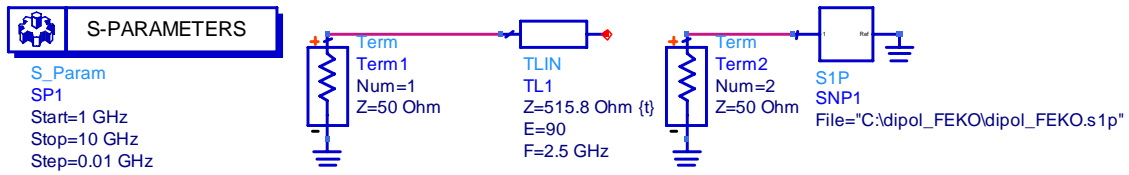
En el primer gràfic de la Figura 17 podem observar com les freqüències de ressonància coincideixen aproximadament amb els mínims d'adaptació del paràmetre  $S_{11}$ . Aquests mínims d'adaptació es donen a les freqüències on la part real de la impedància d'entrada és proper al valor de la impedància de referència, en aquest cas  $50 \Omega$ . També es pot observar el que ja s'ha comentat amb l'ADS, i és que a 4.2 GHz també hi ha una freqüència de ressonància, però que no ens interessa al tenir la part real de la impedància d'entrada molt gran, uns  $1100 \Omega$ , fet que repercuteix a tenir desadaptació com es pot observar en el segon gràfic de la Figura 17. A 9 GHz es produeix el mateix cas, ja que tenim una altra ressonància amb un valor de part real d'impedància molt gran. D'ara en endavant les explicacions referents a les freqüències de ressonància es faran respecte les ressonàncies a on tinguem adaptació, i que són les que ens interessin analitzar. Així parlarem de la primera freqüència de ressonància com la que està a 2.5 GHz i com la segona ressonància la que està a 7.2 GHz.

Tal com ja s'ha explicat a l'apartat 2.1.6 el gràfic del paràmetre  $S_{11}$  és el que ens determinarà si la nostra antena compleix l'ample de banda a -10 dB que hem de dissenyar per a les aplicacions WIFI, en les bandes de 2,45-2,5 GHz i 4,9-5,875 GHz.

Per tal de comparar els resultats dels dos software utilitzats es realitza l'esquema de la Figura 18 en ADS, en el qual el segon circuit s'utilitza per carregar les dades exportades del FEKO.



**Figura 17 Simulació FEKO d'antena de fil amb  $H=30$  mm i  $a=0.3$  mm**  
**1r gràfic: Impedància d'entrada a l'antena (part real i part imaginària)**  
**2n gràfic: Paràmetre  $S_{11}$  (dB)**

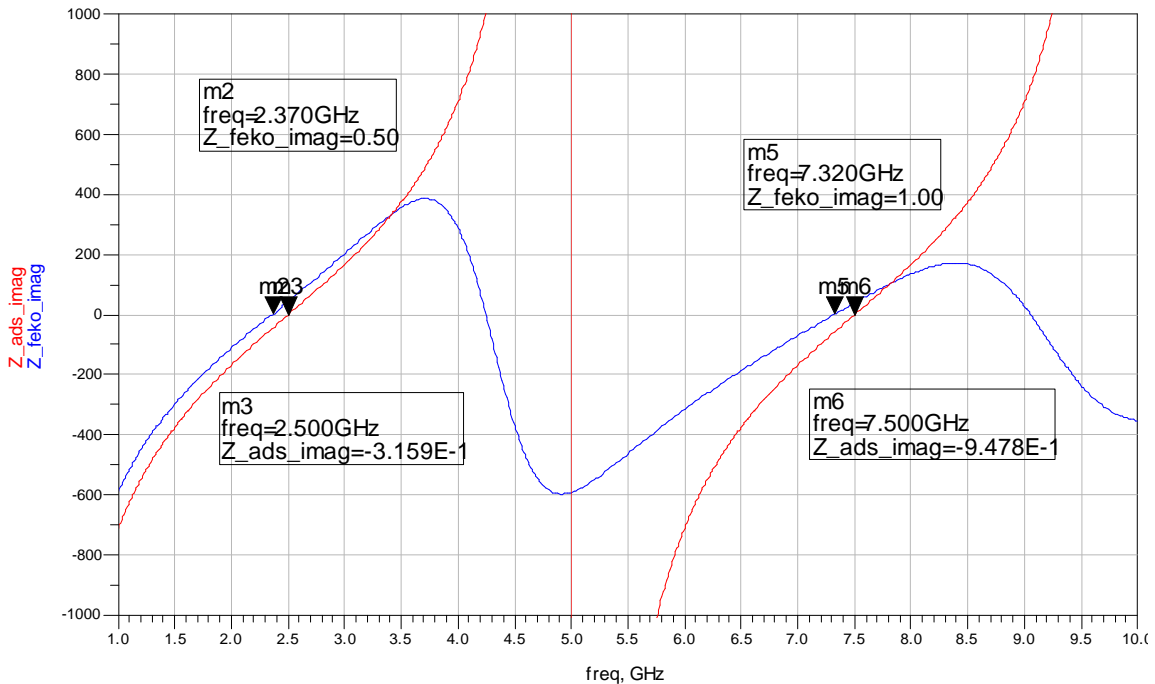


**Figura 18 Esquema ADS per realitzar la comparació ADS i FEKO**

En el primer circuit de la Figura 18, s'ha modificat la impedància característica que té la línia de transmissió que modela l'antena de fil segons la fórmula (14):

$$Z_0 = 120 \left( \ln \left( \frac{2H}{a} \right) - 1 \right) = 120 \left( \ln \left( \frac{2 \cdot 30 \cdot 10^{-3}}{0.3 \cdot 10^{-3}} \right) - 1 \right) = 515.8 \Omega$$

Realitzant la simulació de l'esquema la Figura 18 obtenim els resultats de la Figura 19. Es pot observar com les corbes de les dades del FEKO tenen un traçat més suau que les d'ADS, ja que el seu resultat s'aproxima més al comportament d'una antena real.



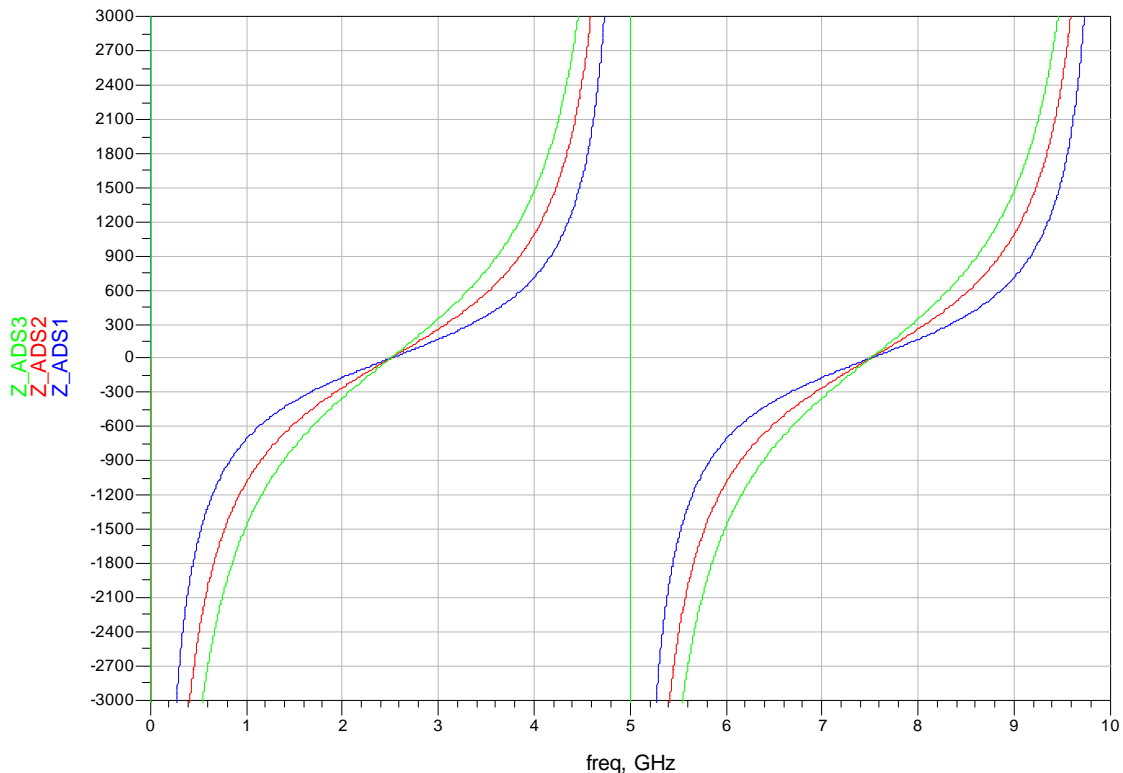
**Figura 19 Comparació part reactiva impedància característica ADS(vermell) i FEKO(blau)**

Un cop vist el comportament d'una antena, es comprova com varia la impedància característica de la línia de transmissió mantenint la llargada de braç  $H=30 \text{ mm}$  i variant el radi de l'antena de fil  $a$ , a partir de l'expressió (14), tal com mostra la Taula 1:

$A=0.3 \text{ mm}$	$Z_1=515.8\Omega$
$A=0.03 \text{ mm}$	$Z_2=792.1\Omega$
$a=0.003 \text{ mm}$	$Z_3=1068.42\Omega$

**Taula 1 Càlcul de la impedància característica de la línia de transmissió variant el radi  $a$**





**Figura 20 Comparació corbes de la part reactiva de la impedància d'entrada a l'antena amb ADS variant el radi de l'antena**

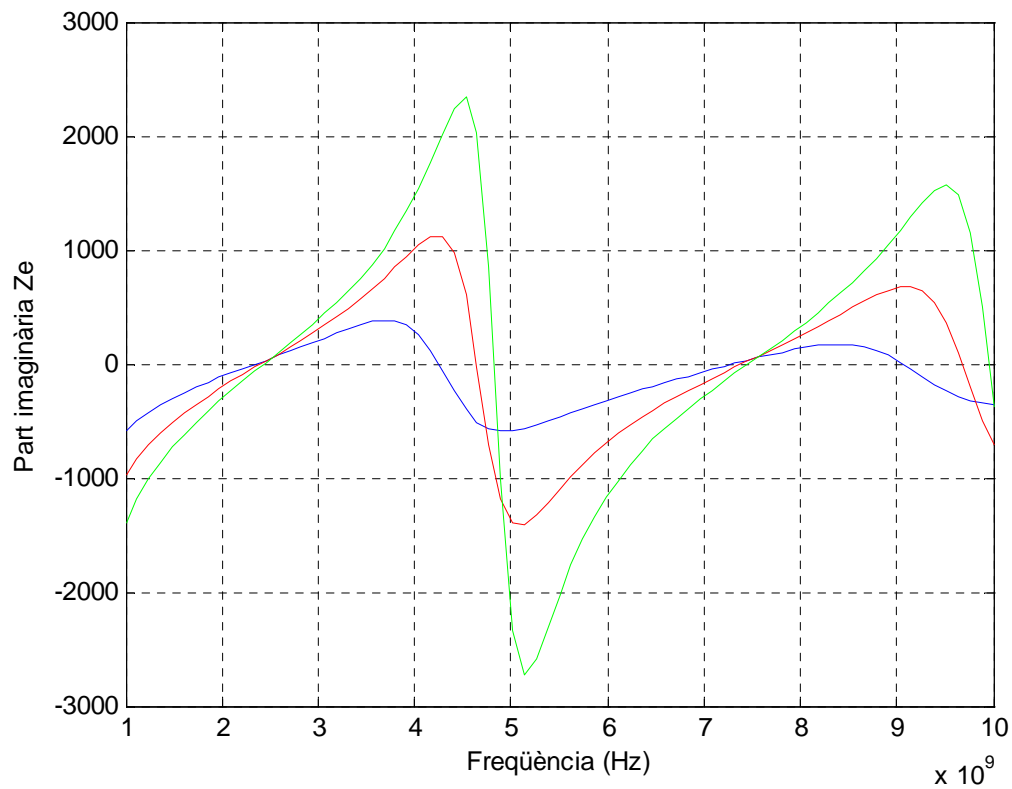
**$Z_1$  (blau)  $Z_2$  (vermell)  $Z_3$  (verd)**

Tal com es pot observar en la Figura 20, i a partir de les fórmules calculades a la Taula 1, com més petit es fa el radi de l'antena, el valor de la impedància característica de l'antena es fa més gran i el pendent de la gràfica de la part reactiva de la impedància d'entrada es fa més abrupte. La importància del pendent de la gràfica es pot observar a la Figura 21 i Figura 22, simulacions realitzades amb FEKO i exportades a MATLAB per tal de mostrar-les superposades, en les qual també es mostra els valors que obté la part imaginària de la impedància d'entrada i el paràmetre  $S_{11}$ , i com s'aconsegueix millor adaptació i una curvatura molt més suau del gràfic del paràmetre  $S_{11}$  amb un radi més gran de l'antena de fil. Com es veurà més endavant, aquesta variació de la corba més suau, permetrà obtenir uns amplex de banda més grans.

## 2.3 Monopol

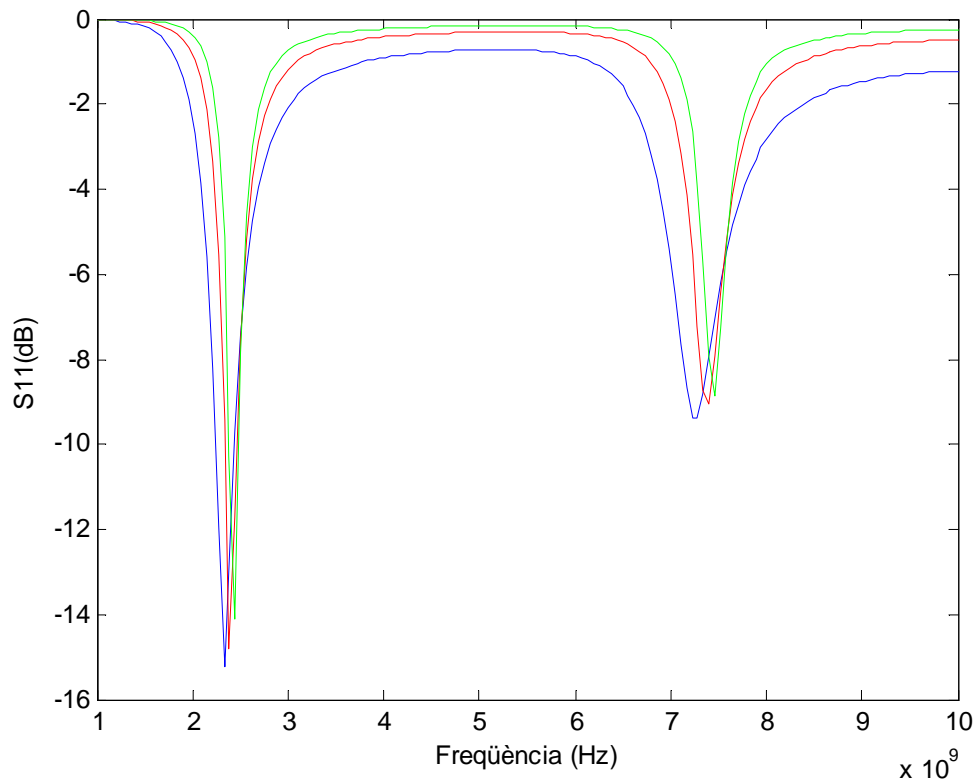
Tal i com ja s'ha comentat a la introducció del treball, l'antena que es fabricarà finalment serà una antena monopol, en aquest subapartat es descriu breument les característiques i diferències entre un dipol i un monopol.

A partir de la teoria d'imatges, un monopol situat verticalment sobre un pla de massa conductor perfecte es pot analitzar com si es tractés d'un dipol, analogia que es pot observar a la Figura 23.

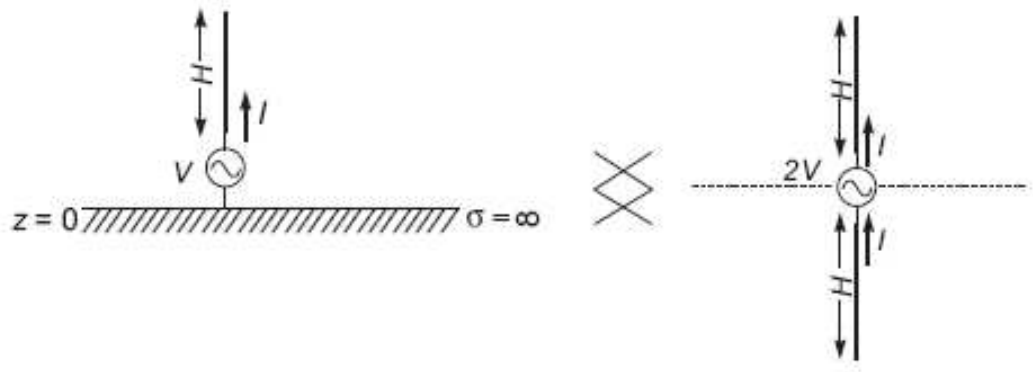


**Figura 21 Comparació corbes de la part reactiva de la impedància d'entrada a l'antena amb FEKO variant el radi de l'antena**

**$Z_1$  (blau)  $Z_2$  (vermell)  $Z_3$  (verd)**



**Figura 22 Comparació corbes del paràmetre S11 de l'antena amb FEKO variant el radi de l'antena**  
 **$Z_1$  (blau)  $Z_2$  (vermell)  $Z_3$  (verd)**



**Figura 23 Antena monopol situada sobre un pla conductor i antena dipol[12]**

A l'analitzar el model equivalent format pel monopol i la seva imatge, el resultat és una antena dipol. En el semiespai superior, els camps seran els produïts pel monopol i la seva imatge, que seran els d'un dipol de llargada de braç igual a la longitud del monopol. Per tant, la distribució de corrents i el diagrama de radiació seran iguals que els d'un dipol.

Les principals diferències entre el dipol i el monopol es presenten a continuació:

- $I(0)_{monopol} = I(0)_{dipol}$
- $\varphi_{monopol} = \begin{cases} \varphi_{dipol} & z > 0 \\ 0 & z < 0 \end{cases}$
- $W_{rad\_monopol} = \frac{1}{2} W_{rad\_dipol}$
- $R_{rad\_monopol} = \frac{W_{rad}}{I(0)^2} = \frac{1}{2} R_{rad\_dipol}$
- $D_{monopol} = 2D_{dipol}$

Els camps en el semiespai superior són els mateixos pel monopol que per al dipol, tanmateix, el monopol només radia en el semiespai superior, raó per la qual la seva directivitat és el doble. La potència entregada pel monopol a una càrrega adaptada és la meitat que la d'un dipol, per tant la seva resistència de radiació també és la meitat que la d'un dipol.

Per a una informació més extensa sobre la teoria d'imatges i la relació entre un monopol i un dipol es pot consultar [12] i [13].

### 3. Antenes trap

En aquest capítol es mostra com varia el comportament de l'antena situant-li inductàncies i/o capacitats al llarg de l'antena. S'analitzarà les tendències que aquest components introdueixen i com s'utilitzarà aquestes variacions per aconseguir dissenyar l'antena explicada al capítol 1.

#### 3.1 Antenes amb càrregues inductives o capacitives

El propòsit d'aquest subapartat és descriure els efectes que introdueix una bobina i un condensador per separat situant-los al llarg de l'antena. La idea de carregar les antenes amb components discrets va sorgir pel fet que a baixes freqüències, és molt difícil o quasi impossible fer antenes que s'acostin a una longitud de braç de  $\lambda/4$ , ja que estariem parlant de desenes de metres, i la introducció d'aquestes càrregues permet "escurçar" o "allargar" l'antena en termes de  $\lambda$ .

La simulació amb ADS constarà de dos línies de transmissió de longitud variable, que constitueixen una línia de longitud total  $\lambda/4$ . La variable  $X$ , permet "desplaçar" la bobina al llarg de l'antena. En el circuit de la Figura 24 s'ha elegit una bobina de  $2\text{ nH}$  i la variable  $X$  s'ha fixat a  $45^\circ$ , de manera que la bobina està situada al mig de l'antena.

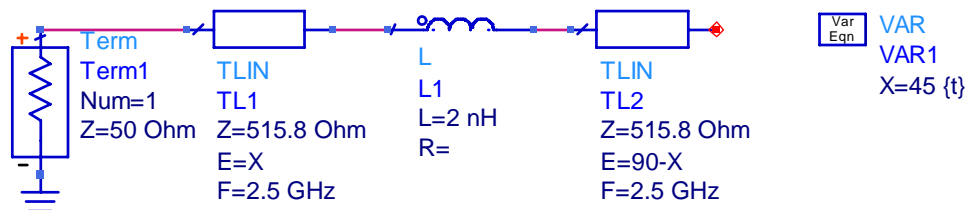


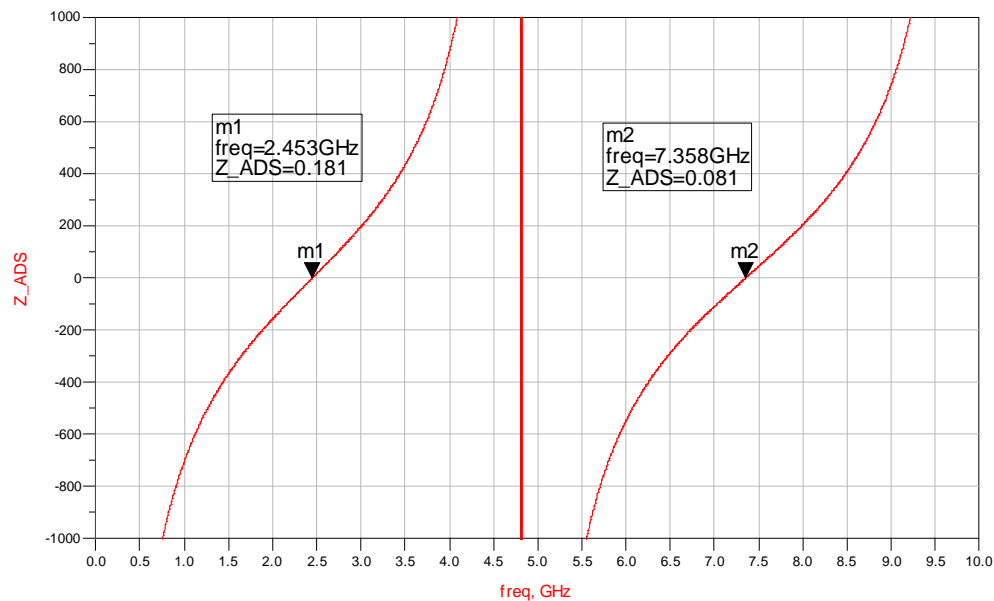
Figura 24 Esquema ADS d'una antena amb càrrega inductiva

La simulació d'aquest circuit es pot observar a la Figura 25 i hi ha una certa diferència de freqüències de ressonància respecte la Figura 16. Ambdós freqüències han baixat el seu valor, i és que la introducció d'una bobina al llarg de l'antena causa l'efecte

“d’allargar l’antena” en termes de longitud d’ona i a partir de (11), si  $\lambda$  creix, la freqüència baixa.

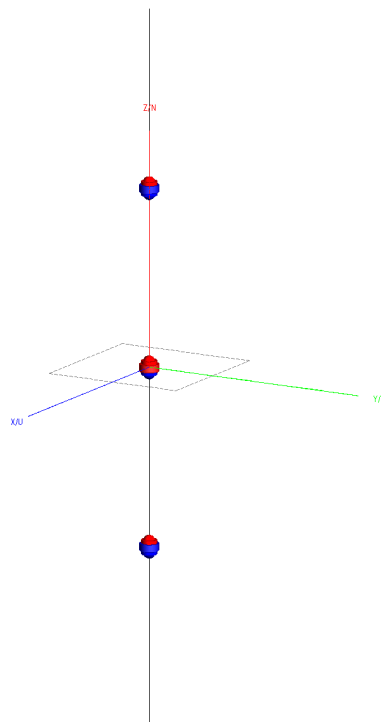
Un cop situada la bobina al llarg de l’antena, si s’augmenta el valor de la bobina baixarà en freqüència les ressonàncies, mentre que si es disminueix el valor, les ressonàncies pugen en freqüència.

Si es varia la posició de la bobina al llarg de la línia de transmissió també es pot aconseguir modificar les freqüències de ressonància, fet que s’utilitzarà a l’hora de dissenyar l’antena.

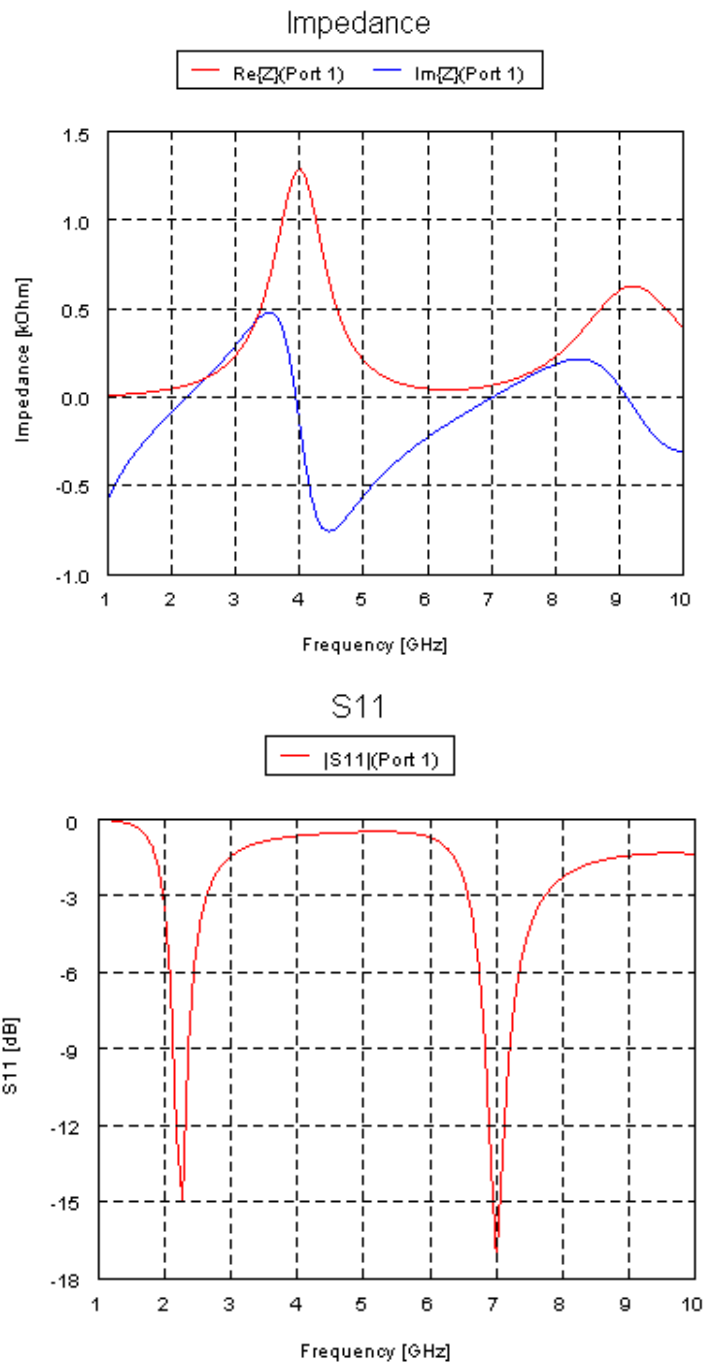


**Figura 25 Simulació ADS d’una antena dipol amb càrrega inductiva**

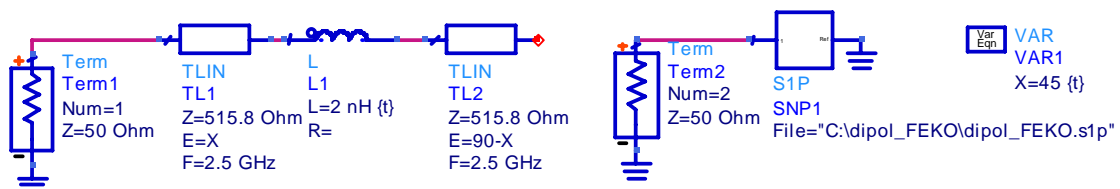
Ara es realitza la mateixa simulació amb el software FEKO, situant dos ports carregats amb una càrrega inductiva de  $2\text{ nH}$  al mig dels dos braços de l’antena.



**Figura 26 Captura del disseny en FEKO de l’antena dipol de fil carregada amb una bobina de  $2\text{ nH}$**



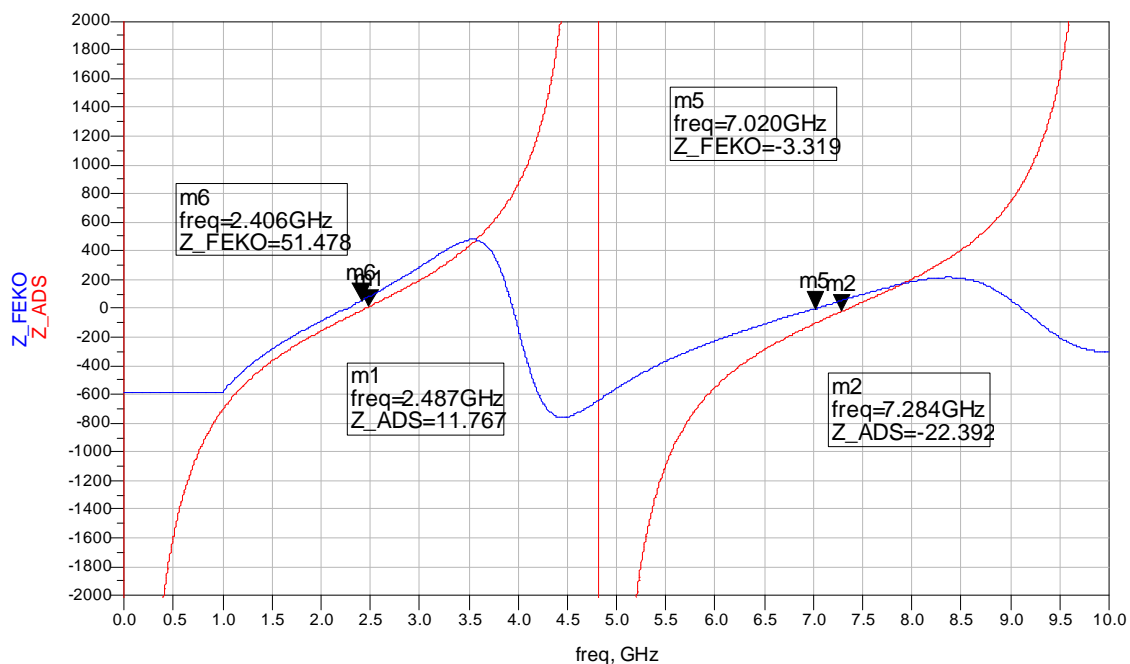
**Figura 27 Simulació FEKO d'una antena dipol amb càrrega inductiva**



**Figura 28 Esquema ADS per realitzar la comparació ADS i FEKO**

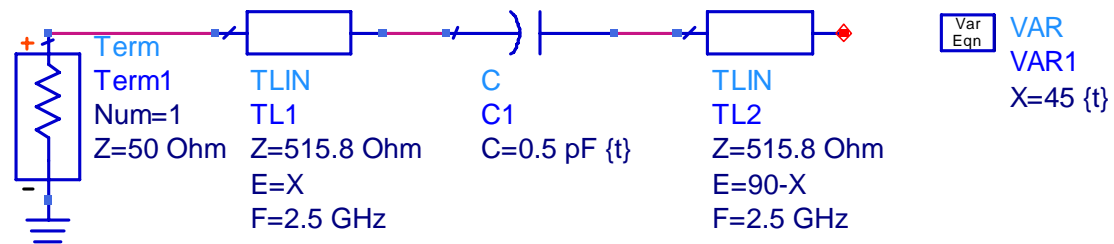
Si comparem els resultats d'ADS i FEKO utilitzant un valor de bobina de 2 nH obtenim els resultats de la Figura 29. En ella podem observar com els valors de les ressonàncies

són molt propers. Les corbes al voltant de la ressonància a 2.5 GHz són pràcticament idèntiques en ADS i FEKO, mentre que a la freqüència de 7.5 GHz, la corba de FEKO té un pendent molt més suau. Aquest fet és degut a que com més alta freqüència estigui analitzant el circuit, a partir de (11) la longitud d'ona  $\lambda$  serà més petita, per tant el valor del radi d'antena, respecte la longitud d'ona, haurà augmentat i per tant la relació  $H/a$  haurà disminuït, i tal i com s'ha observat a la Figura 13 el pendent de la gràfica es fa menys abrupte.



**Figura 29 Comparació part reactiva impedància característica ADS(vermell) i FEKO(blau)**

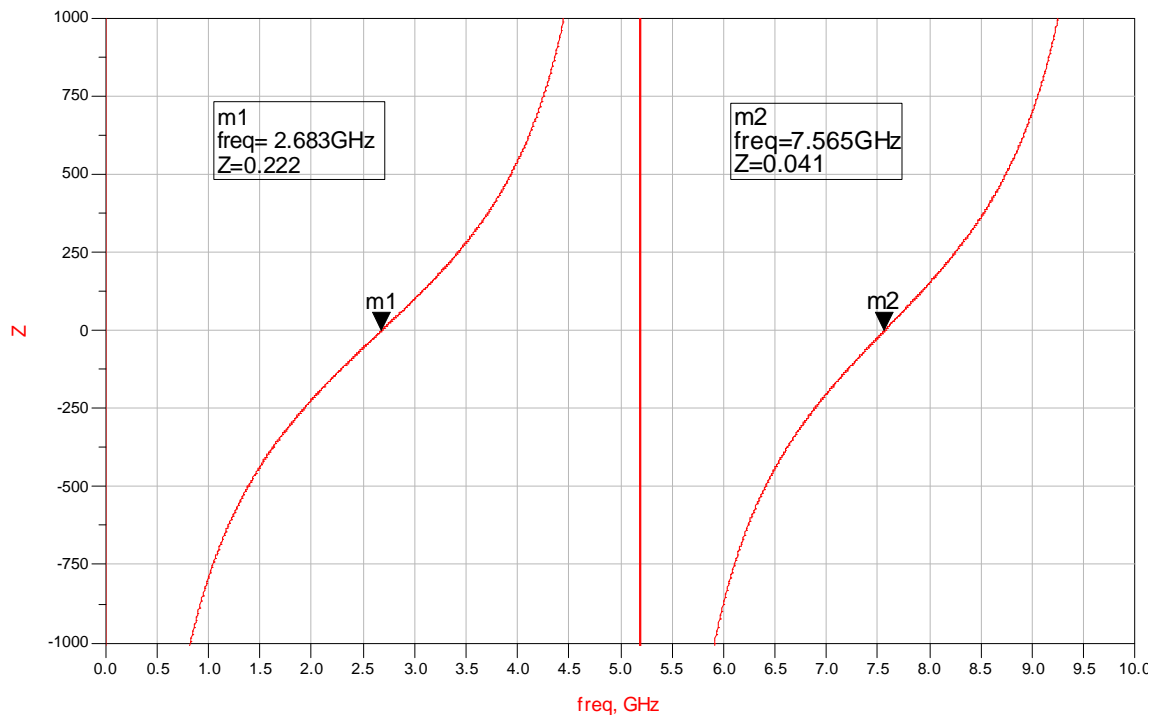
A la Figura 30 es canvia la bobina per un condensador al mateix circuit de la Figura 24.



**Figura 30 Esquema ADS d'una antena amb càrrega capacitiva**

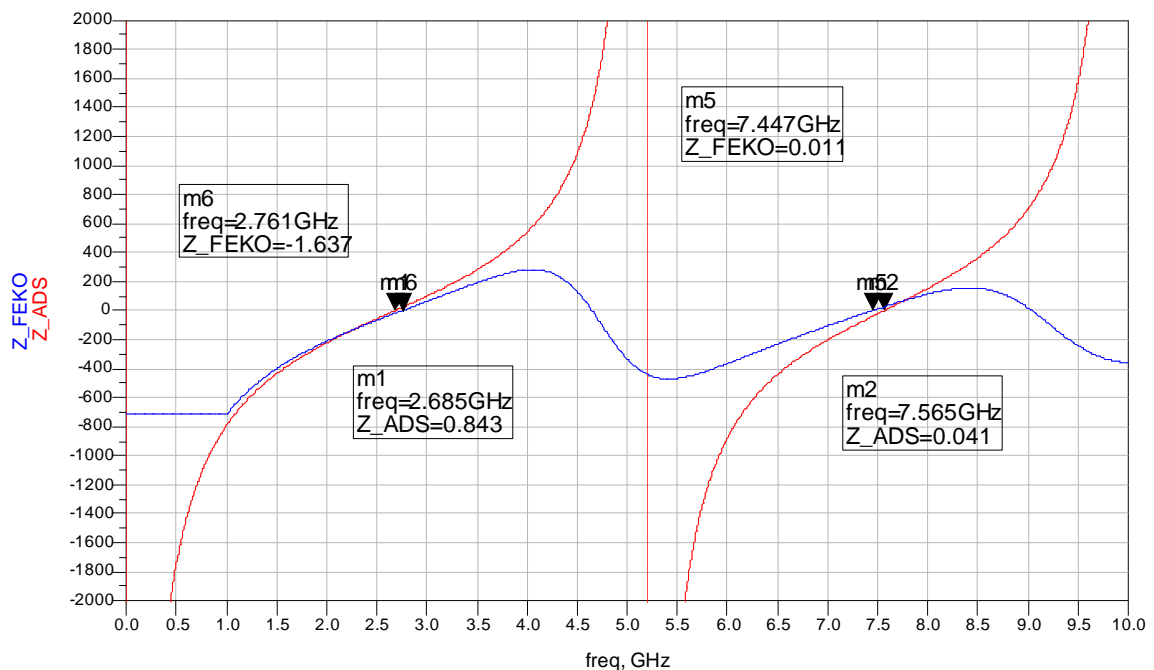
Com es pot observar en el resultat de la simulació de la Figura 31 la introducció del condensador de  $0.5 \text{ pF}$  fa l'efecte "d'escurçar l'antena" en termes de longitud d'ona i per tant, pujar en freqüència les ressonàncies.

Igual que en el cas de la bobina, variant el valor del condensador i/o la seva posició al llarg de l'antena s'aconsegueix variar les freqüències de ressonància. Si s'augmenta el valor del condensador baixa en freqüència les ressonàncies, mentre que si es disminueix el valor, les ressonàncies pugen en freqüència.



**Figura 31 Simulació ADS d'una antena dipol amb càrrega capacitiva**

En la simulació de la Figura 32 es mostren els resultats de l'esquema de la Figura 30 i la simulació realitzada amb FEKO amb el mateix esquema que la Figura 27 però substituint una càrrega inductiva per una capacitiva de valor  $0.5 \text{ pF}$ .



**Figura 32 Comparació part reactiva impedància característica ADS(vermell) i FEKO(blau)**

Un cop vistos els efectes que comporten la introducció d'una bobina i d'un condensador per separat, en el següent subapartat s'estudiarà el comportament que introdueix el fet de situar un condensador i una bobina en paral·lel, és a dir un ressonador LC, al llarg de l'antena.



## 3.2 Antenes trap amb components discrets

### 3.2.1. Simulació d'antenes trap amb ADS

Un cop vist les simulacions d'una bobina i un condensador per separat es vol estudiar l'efecte de situar una bobina i un condensador en paral·lel, és a dir un ressonador LC, segons com el situem al llarg d'una antena. Simulant amb ADS com dos línies de transmissió de longitud variable tal i com mostra l'esquema de la Figura 33. La presència del ressonador LC introduirà una altra freqüència de ressonància a part de les dues ressonàncies pròpies de l'antena i que ja s'han vist en les simulacions anteriors.

La freqüència de ressonància que introdueix el ressonador LC es calcula a partir de l'expressió (18):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (18)$$

Per exemple si volem una freqüència de ressonància 5 GHz, que estaria a la meitat de les freqüències de 2,5 i 7,5 GHz mostrades en les simulacions anteriors, a partir de (18)  $f_0 \approx 5 \text{ GHz}$  resultat que per exemple compleixen  $L=2.02 \text{ nH}$  i  $C=0.5 \text{ pF}$ .

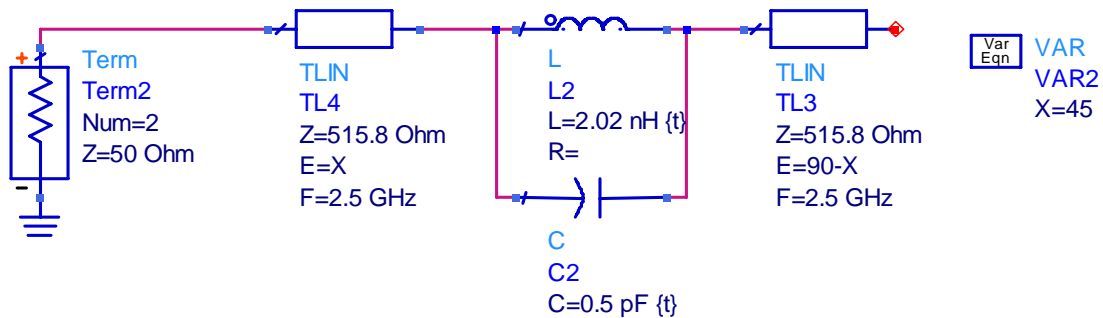


Figura 33 Model circuital d'antena carregada amb ressonador LC

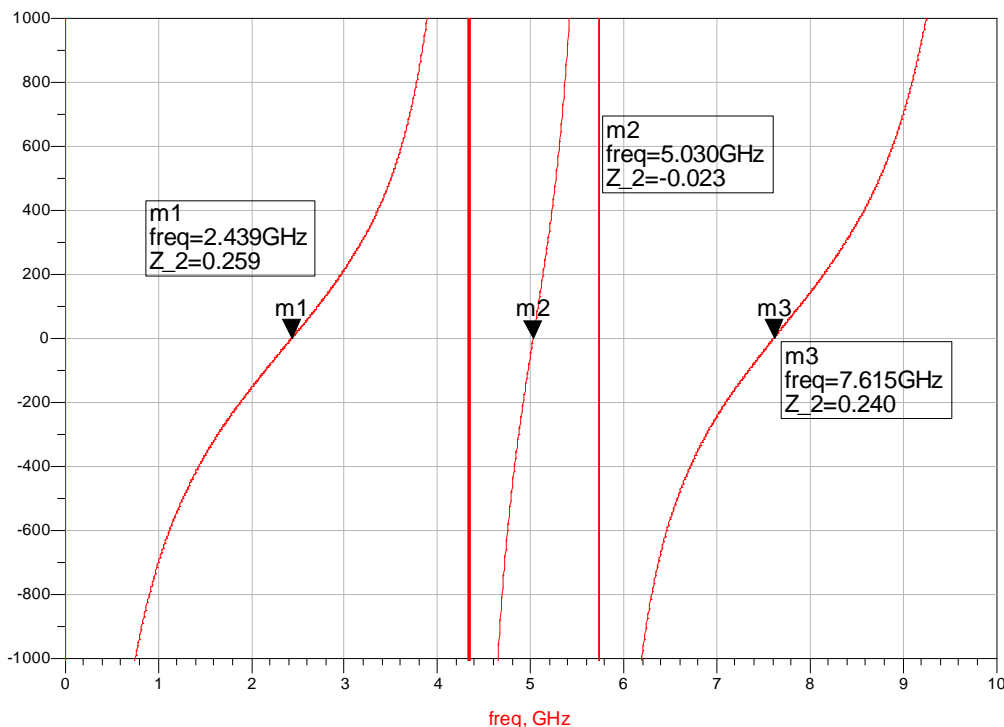


Figura 34 Simulació ADS d'una antena dipol carregada amb un ressonador LC

A la Figura 34 podem observar com la presència del ressonador LC ha introduït una nova ressonància a 5 GHz. Tal i com ja s'ha comentat a l'apartat 2.2.2 realment a la Figura 34 podem observar fins a 5 freqüències de ressonància, però les que estan situades a 4.3 GHz i 5.7 GHz no les tenim en compte al ser passos molt curts i ràpids i a on la part real de la impedància d'entrada a l'antena tindrà un valor molt elevat. Així, d'ara en endavant considerarem com la 1<sup>a</sup>, 2<sup>a</sup> i 3<sup>a</sup> freqüències de ressonància en aquelles on podem tenir adaptació. Agafant com a exemple la Figura 34 aquestes freqüències serien 2.5 GHz, 5 GHz i 7.5 GHz.

A la freqüència de 5 GHz el circuit LC es comporta com un circuit obert ja que la impedància del paral·lel LC serà infinit.

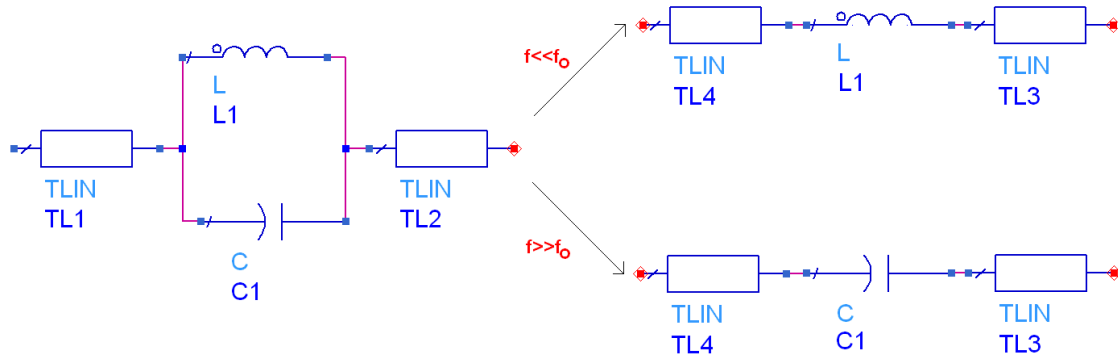
$$\begin{aligned} X_C &= -j \frac{1}{\omega C} \approx -j63.56 & Z &= \frac{X_C \cdot X_L}{X_C + X_L} = \infty \\ X_L &= j\omega L \approx j63.56 \end{aligned} \quad (19) \quad [6]$$

Agafant aquests valors podem comprovar com es comporta el circuit LC segons si estem per sobre de la seva freqüència de ressonància  $f_0$  o per sota d'ella.

Quan la freqüència de treball sigui bastant més petita que la freqüència  $f_0$  la impedància de la bobina serà més petita que la impedància del condensador, per tant, els corrents tendiran a circular per la bobina, i podem aproximar que la línia de transmissió es comportarà com si només tinguéssim una bobina.

Quan la freqüència de treball sigui bastant més gran que la freqüència  $f_0$ , tindrem el cas contrari a l'anterior, la impedància de la bobina serà més gran que la impedància del condensador, per tant, els corrents tendiran a circular pel condensador.

Gràficament, es mostra a la Figura 35 l'explicació del comportament d'un ressonador LC.

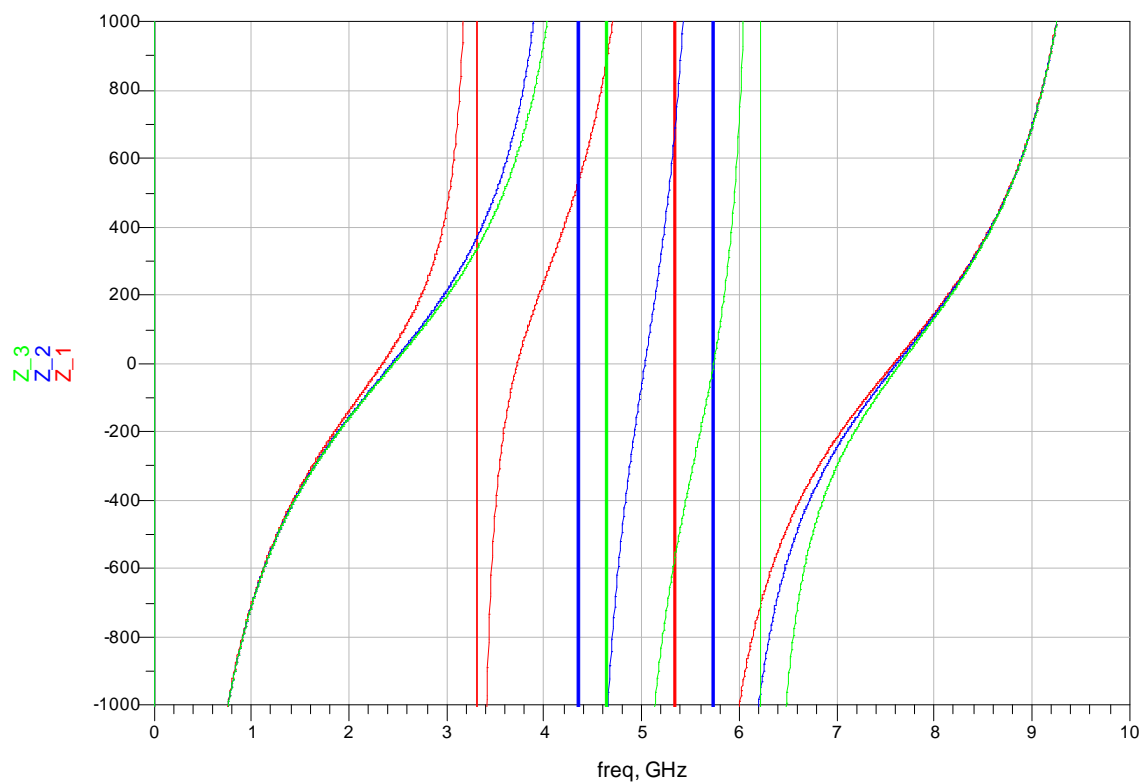


**Figura 35 Comportament d'un ressonador LC segons la freqüència**

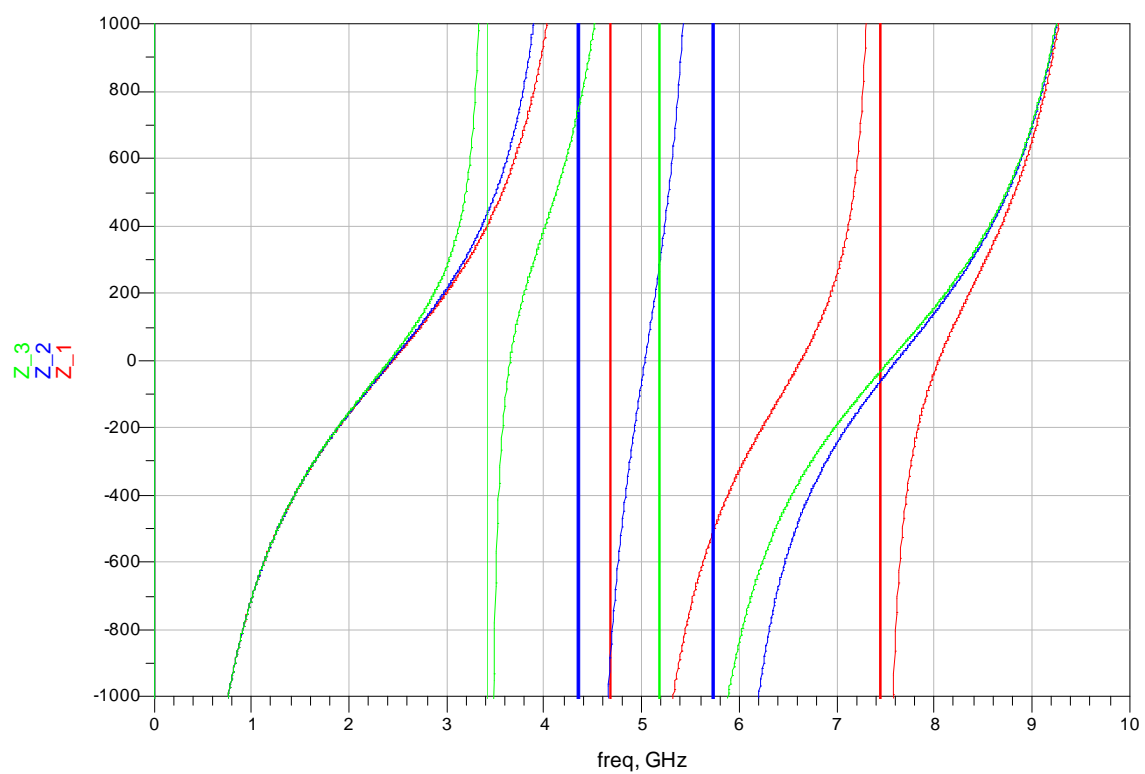
A partir de (19) i calculant per dues freqüències prou allunyades dels 5 GHz es pot comprovar el comportament del ressonador LC calculant amb MATLAB:

Frequència de 2.5 GHz ( $f \ll f_0$ )	Frequència de 7.5 GHz ( $f \gg f_0$ )
$XL = 0 + 31.7301j$	$XL = 0 + 95.1903j$
$XC = 0 - 1.2732e+002j$	$XC = 0 - 42.4413j$
$Z = 0 + 42.2621j$	$Z = 0 - 76.5892j$
→ comportament inductiu del circuit LC	→ comportament capacitiu del circuit LC

**Taula 2 Resultats amb MATLAB del comportament del ressonador LC segons la freqüència**



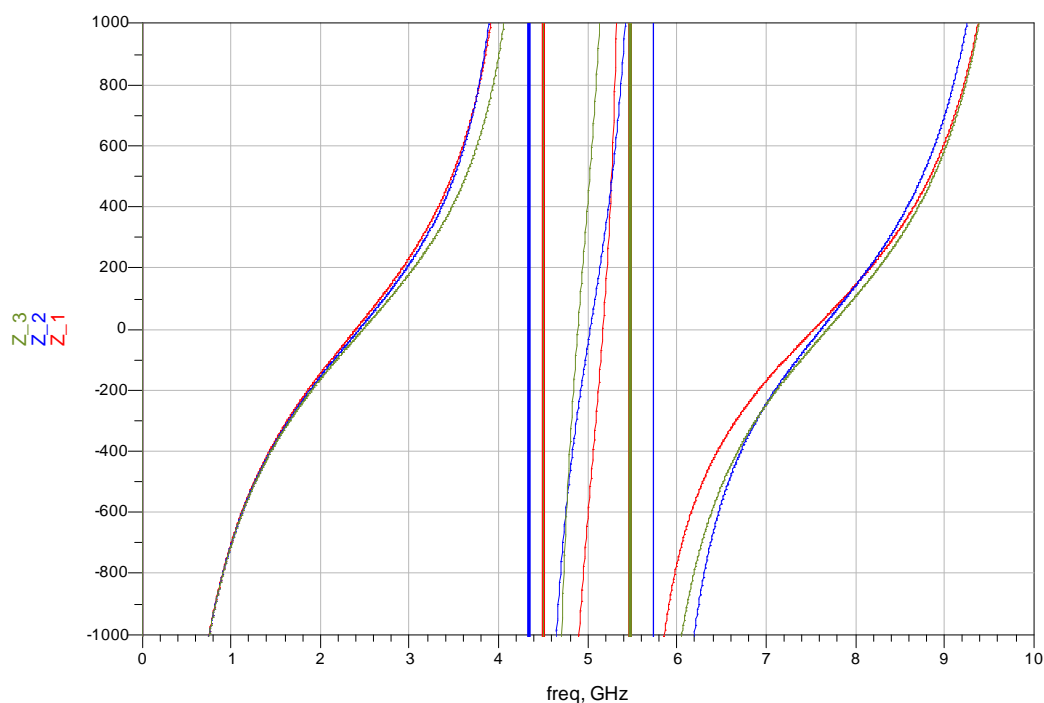
**Figura 36 Simulació ADS variant el valor de la bobina**  
 $L = 4 \text{ nH}$  (vermell),  $L = 2 \text{ nH}$  (blau),  $L = 1.5 \text{ nH}$  (verd) i mantenint  $C = 0.5 \text{ pF}$



**Figura 37 Simulació ADS variant el valor del condensador**  
 $C = 0.25 \text{ pF}$  (vermell),  $C = 0.5 \text{ pF}$  (blau),  $C = 1 \text{ pF}$  (verd) i mantenint  $L = 2 \text{ nH}$

Les simulacions realitzades en la Figura 36 i Figura 37 serveixen per demostrar els aspectes que hem desenvolupat a la Figura 35 i la Taula 2. Així, a la Figura 36 la 1<sup>a</sup> freqüència de ressonància es veu més afectada pel canvi de valor de la bobina que la tercera freqüència de ressonància. Òbviament, la 2<sup>a</sup> freqüència de ressonància, la del ressonador LC, també es veu afectada a partir de (18). En el cas de la Figura 37 es pot observar més clarament com la variació del valor del condensador mantenint el valor de la bobina influeix en la segona i tercera ressonància, mentre que la variació en la primera ressonància és mínima.

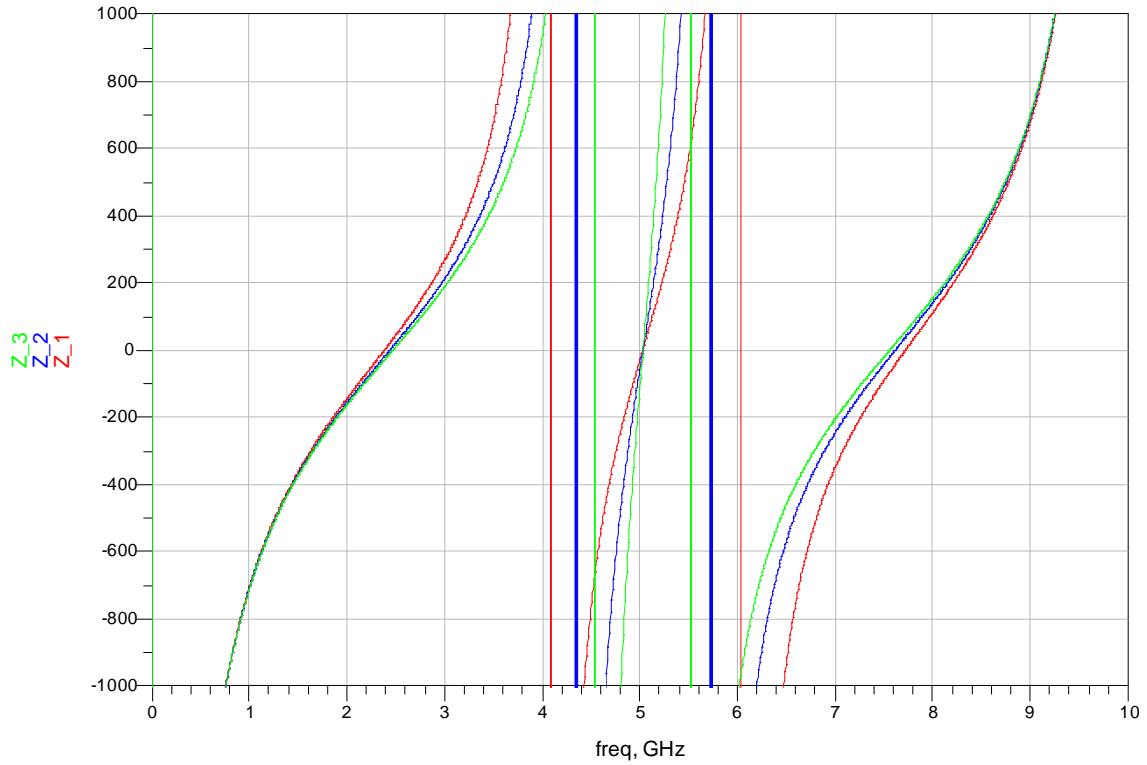
Un altre aspecte important a tenir en compte és la posició del ressonador LC al llarg de l'antena. Per exemple simulant l'esquema de la Figura 33 amb els valors de  $L=2.02$  nH,  $C=0.5$  pF i variant la distància del trap LC respecte l'antena en  $X_1=22.5$ ,  $X_2=45$  i  $X_3=67.5$  resulta en la simulació de la Figura 38.



**Figura 38 Simulació ADS variant la distància del ressonador LC al llarg de l'antena**  
**X=22.5 (vermell) X=45 (blau) X=67.5 (verd)**

Com es pot observar, la 1<sup>a</sup> i 3<sup>a</sup> freqüències de ressonància no sofreixen una gran variació al moure el trap LC, tot i que sí és notable com el pendent de les corbes al voltant de la 3<sup>a</sup> ressonància han variat considerablement. La freqüència que sí ha sofert més variació és la 2<sup>a</sup>.

Hi han infinits valors que donen una freqüència de ressonància de 5 GHz. Si busquem altres valors de  $L$  i  $C$  per tenir una ressonància a 5 GHz podrem observar com varia l'ample de banda de la segona ressonància i com també es modifiquen lleugerament la 1<sup>a</sup> i 3<sup>a</sup> ressonància, tal i com mostra la Figura 39.



**Figura 39**  $L=4.04$  nH i  $C=0.25$  pF (vermell) //  $L=2.02$  nH i  $C=0.5$  pF (blau)  
 $L=1.01$  nH i  $C=1$  pF (verd)

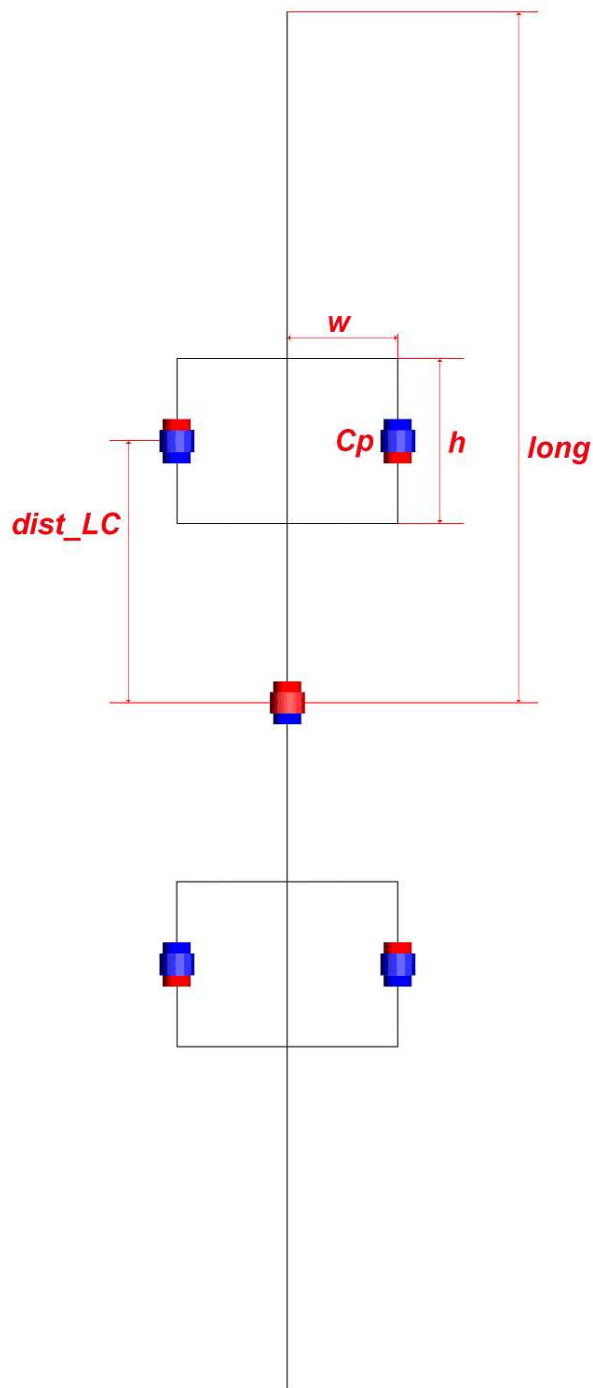
### 3.2.2. Simulació d'antenes trap amb FEKO

Un cop vist el comportament del ressonador LC amb el model circuital d'una antena, es passarà a desenvolupar el que seria l'equivalent al model d'antena de fil, realitzada amb FEKO. L'esquema realitzat es pot observar a Figura 40 i consta d'un fil d'antena de longitud de braç 30 mm. Al llarg dels dos braços de l'antena s'han situat dos ressonadors LC. El ressonador està format per una espira rectangular de radi  $a$  i dimensions  $w$  i  $h$ , tal com mostra la Figura 40. L'expressió que modela el valor de la bobina ve donada per [16]:

$$L = N^2 \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \left[ \begin{aligned} & -2(w+h) + 2\sqrt{h^2 + w^2} - h \ln \left( \frac{h + \sqrt{h^2 + w^2}}{w} \right) \\ & - w \ln \left( \frac{w + \sqrt{h^2 + w^2}}{h} \right) + h \ln \left( \frac{2w}{a} \right) + w \ln \left( \frac{2h}{a} \right) \end{aligned} \right] \quad (20)$$

On  $N$  és el número d'espires, que en el nostre cas serà 1,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  és la constant de permissivitat magnètica del buit, i  $\mu_r$  la constant de permissivitat magnètica relativa que considerem de valor 1.

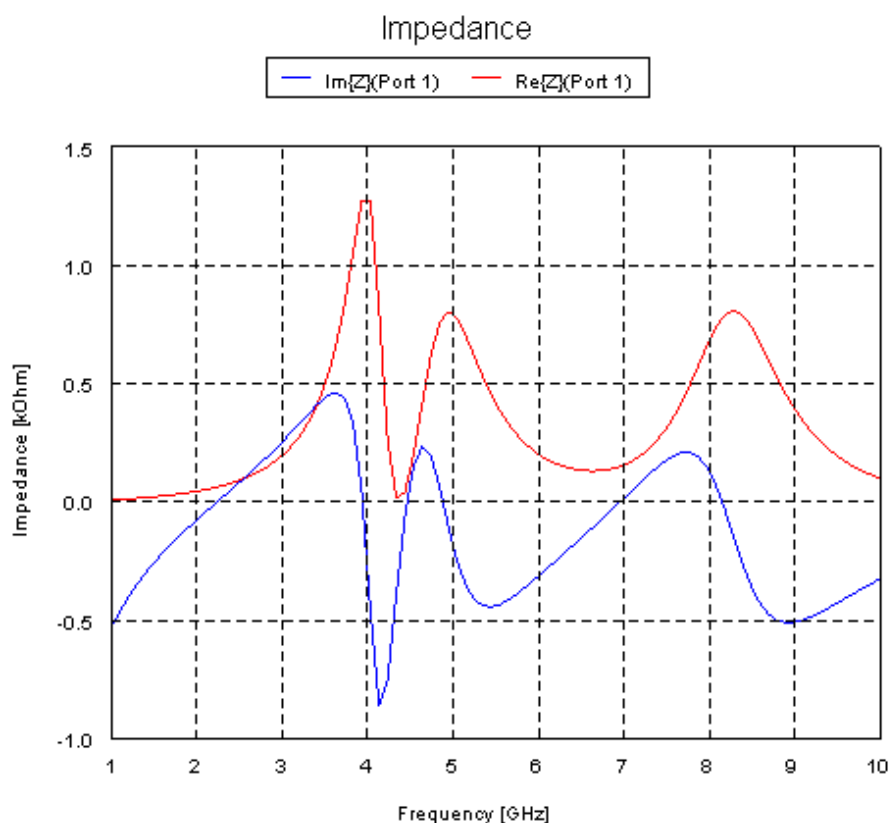
El valor del condensador l'introduïm a través d'un port, al qual afegim una càrrega capacitiva del valor adequat. Més endavant, quan s'estudia la geometria de l'antena en estructura planar, veure'm que la capacitat del ressonador LC serà un element distribuït i no un element discret com es fa en aquest apartat.



**Figura 40** Esquema en FEKO de l'antena de fils i amb el ressonador LC

Un cop arribat a aquest punt, es descriuen els elements de l'antena que la parametritzen a la Figura 40.

1. Longitud braç antena *long*
2. Radi antena de fil *a*
3. Altura ressonador LC *h*
4. Amplada ressonador LC *w*
5. Distància del trap LC respecte la meitat de l'antena *dist\_LC*
6. Condensador *Cp*



**Figura 41 Simulació FEKO d'antena dipol de fil amb els següents paràmetres:**

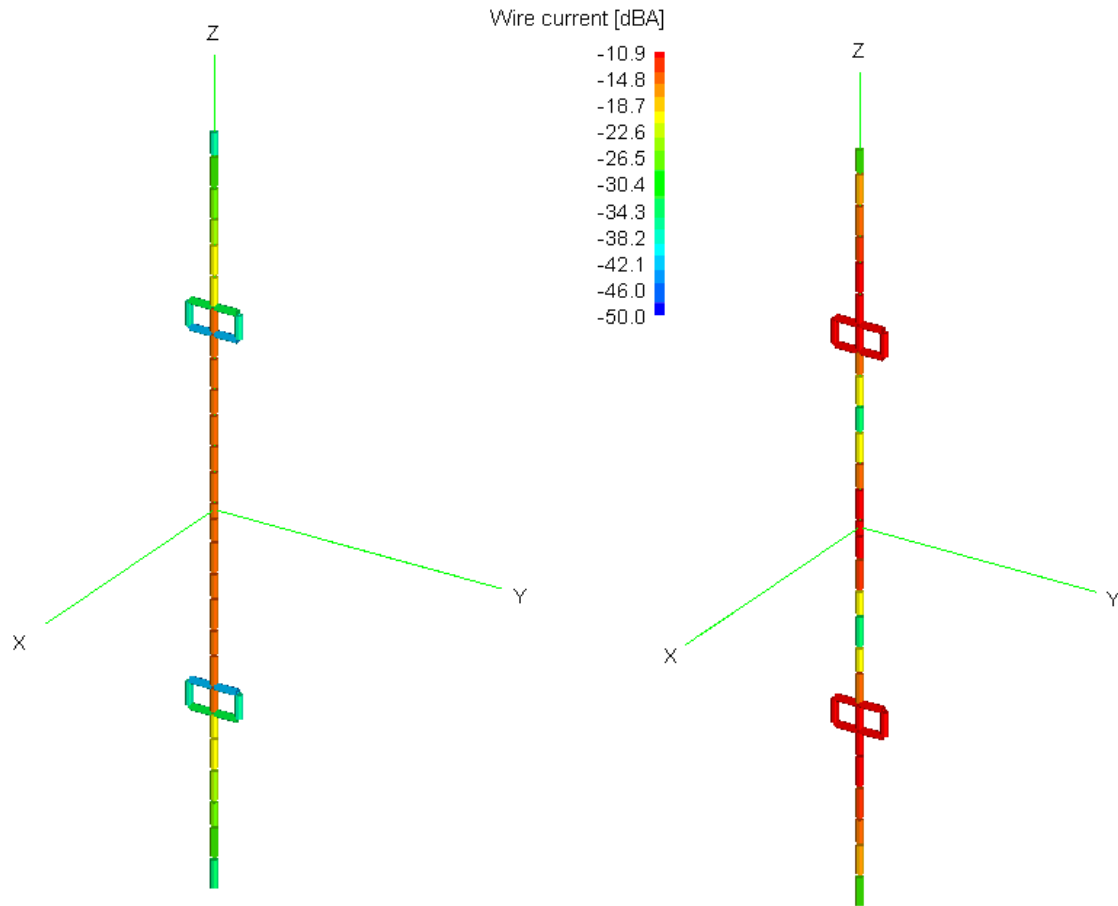
***long=30 mm,  $a=0.3$  mm,  $h=2.1$  mm,  $w=2.1$  mm,  $C_p=0.5$  pF,  $dist_{LC}=0$  mm***

En la simulació de la Figura 41 hem emprat quasi els mateixos paràmetres que els simulats en ADS en l'esquema de la Figura 33. El valor modelat de la inductància és de l'ordre de  $L \approx 2$  nH, valor aconseguit a través de calcular amb MATLAB, variant els valors de  $a$ ,  $h$  i  $w$  a partir de l'expressió (20).

Mirant el gràfic de la impedància d'entrada podem observar com tenim una primera ressonància a uns 2.3 GHz, producte de la longitud del dipol de  $\lambda/2$ . Aquest fet es demostra al gràfic de l'esquerra de la Figura 42, on es pot observar com els corrents passen pel mig de l'antena i pels braços del ressonador quasi no passen corrents. Teòricament, la freqüència de ressonància hauria d'estar situada als 2.5 GHz, com ja s'ha calculat anteriorment, però l'efecte de la bobina "d'allargar" l'antena en termes de  $\lambda$ , l'ha fet baixar de valor en freqüència.

Tornant a la Figura 41, a 3.9 GHz, 4.8 GHz i 8.2 GHz també hi ha ressonàncies, però tal i com ja s'ha comentat a l'apartat 2.2.2 les ressonàncies en les quals el valor de la part real de la impedància d'entrada sigui molt gran no les tenim en compte per als nostres anàlisis ja que no tindrem mínims d'adaptació. El gràfic de la dreta de la Figura 42 es correspon amb la freqüència de ressonància del ressonador LC, en el qual quasi tota l'antena està radiant. Tal com es veurà a l'implementar l'antena, en aquesta freqüència l'antena té grans pèrdues ja que radia amb molta intensitat i l'eficiència de l'antena té un valor mínim. Per tant, sempre ens interessarà que aquesta freqüència de ressonància del trap LC estigui fora de les nostres bandes d'interès.

Així doncs centrant-nos en les ressonàncies que interessen de la Figura 41, la següent es troba a uns 4.5 GHz, que és la que introdueix el ressonador LC.



**Figura 42 Distribució de corrents a 2.213 GHz i 4.43 GHz**

La tercera ressonància que ens interessa està situada a 7 GHz i és deguda a la distribució de corrents de la Figura 43. Com es pot observar en la distribució de corrents, circulen pel camí “llarg” del ressonador LC, fet que té la seva explicació a la Taula 2 on ja s’ha comentat que per a freqüències superiors a la freqüència de ressonància del ressonador LC, la impedància de la bobina és més gran que la del condensador, per tant els corrents tendeixen a passar pel condensador. Aquest fet “crea” una nova longitud d’antena de  $3\lambda/2$ .

A partir dels valors dels paràmetres definits a la Figura 41 i utilitzant l’expressió (21) que es basa en la nova longitud que es pot observar a la Figura 43:

$$2 \cdot \text{long} + 4 \cdot w \approx \frac{3\lambda}{2} \quad (21)$$

obtindrem una longitud d’antena de  $3\lambda/2$  amb el següent valor:

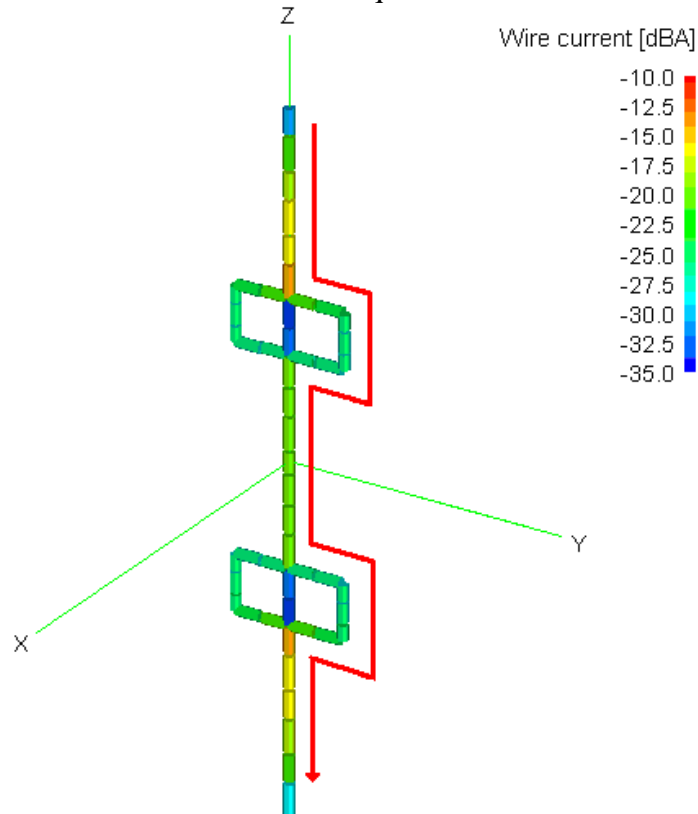
$$2 \times 30 \cdot 10^{-3} + 4 \times 2.1 \cdot 10^{-3} = 68.4 \cdot 10^{-3} = \frac{3\lambda}{2}$$

A partir de modificar l’expressió (11) obtenim la freqüència de ressonància d’aquesta nova longitud:

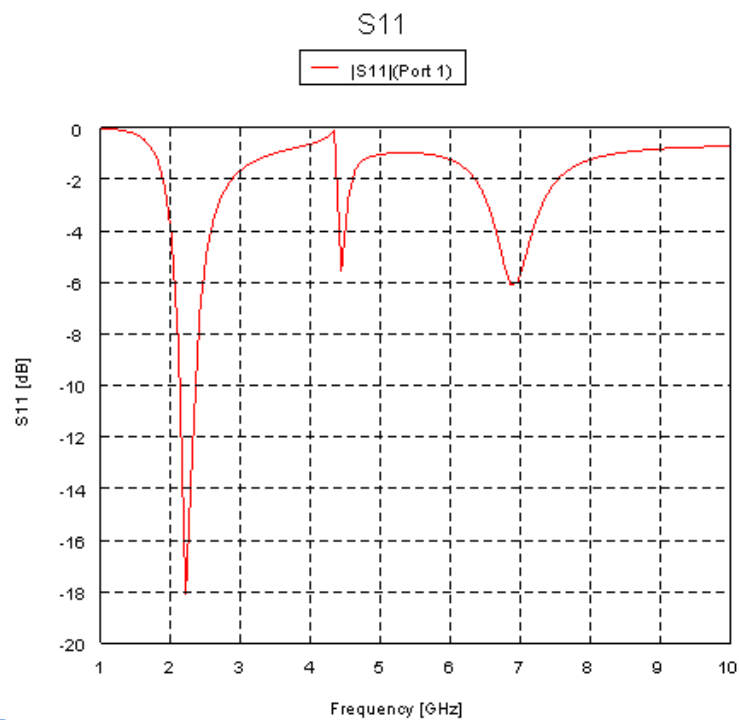
$$\frac{3\lambda}{2} = \frac{3c}{2f} \rightarrow f = \frac{3c}{2 \cdot 68.4 \cdot 10^{-3}} = 6.579 \text{ GHz}$$



El seu valor teòric de 6.579 GHz i el simulat al voltant de 7 GHz difereixen degut als efectes del condensador, que causa l'efecte “d’escurçar” la longitud de l’antena en termes de  $\lambda$ , i per tant el valor simulat de la freqüència de ressonància és més elevat.



**Figura 43** Distribució de corrents per a freqüència superior a la freqüència de ressonància del ressonador LC i la nova longitud de  $3\lambda/2$  vorejant els braços del ressonador LC



**Figura 44** Simulació FEKO d’antena dipol de fils amb els següents paràmetres  
 $long=30$  mm,  $a=0.3$  mm,  $h=2.1$  mm,  $w=2.1$  mm,  $C_p=0.5$  pF,  $dist\_LC=0$  mm

A la Figura 44 es mostra el gràfic del paràmetre  $S_{11}$  de la mateixa simulació que la Figura 41. La nova freqüència de ressonància ha propiciat l'aparició d'un altre mínim d'adaptació a uns 4.5 GHz. La idea del disseny de l'antena serà que el 2n i 3r mínim d'adaptació estiguin prou a prop per crear un ample de banda de 4.9 a 5.875 GHz.

Un cop presentats els paràmetres de l'antena dipol de fil i vist amb ADS les tendències de les freqüències de ressonància en quan als gràfics de la impedància d'entrada a l'antena, passarem a simular amb FEKO aquests paràmetres. Abans però, a la Taula 3 es resumeixen les tendències i variacions que introdueixen la modificació dels paràmetres de l'antena de fils.

<u>Longitud antena</u> <b>long</b>	Amb aquest paràmetre es controla bàsicament la 1 <sup>a</sup> freqüència de ressonància. Augmentar valor → baixa en freqüència Disminuir valor → puja en freqüència No es modifica la ressonància del trap LC.
<u>Radi antena</u> <b>a</b>	Al augmentar el radi, fins a cert punt, s'aconsegueix suavitzar les corbes de la impedància d'entrada a l'antena, tan la part real com la imaginària. Això també repercuteix en suavitzar les corbes del coeficient de reflexió $S_{11}$ . Tot i això el seu valor té un cert límit ja que també modela el valor de la inductància a partir de (20).
<u>Altura LC</u> <b>h</b>	Modela el valor de la inductància del trap LC a partir de (20). Augmentar valor → augmenta valor inductància Disminuir valor → disminueix valor inductància
<u>Amplada LC</u> <b>w</b>	Augmentar valor → augmenta valor inductància Disminuir valor → disminueix valor inductància  Si baixem el valor de $w$ , estem fent la longitud de $3\lambda/2$ més petita, a partir de (21) pujarem en freqüència la 3 <sup>a</sup> banda. Si augmentem el valor de $w$ , estem fent la longitud de $3\lambda/2$ més gran, a partir de (21) baixarem en freqüència la 3 <sup>a</sup> banda.
<u>Distància trap LC respecte meitat d'antena</u> <b>dist_LC</b>	Permet modificar les ressonàncies, bàsicament de la 2 <sup>a</sup> i 3 <sup>a</sup> , de manera que ajustant bé el seu valor, aconseguir dos valors d'adaptació que et permetin tenir l'ample de banda desitjat.
<u>Condensador LC</u> <b>Cp</b>	Juntament amb el valor modelat de la inductància defineix el valor de la ressonància del LC, és a dir la 2 <sup>a</sup> ressonància, a partir de (18). Per freqüències superiors a $f_0$ el trap LC es comporta com un condensador. Si modifiquem valor de $C_p$ també modifiquem la 3 <sup>a</sup> ressonància. Augmentar valor $C_p$ → baixa 3 <sup>a</sup> freqüència ressonància Disminuir valor $C_p$ → puja 3 <sup>a</sup> freqüència ressonància

**Taula 3 Paràmetres que defineixen l'antena de fil i les tendències que provoquen**

Tot i que es poden sintetitzar les tendències tal com s'ha fet a la Taula 3, tots els paràmetres acaben modificant en major o menor manera en el comportament global de l'antena, de manera que en el procés de disseny partirem d'una simulació més o menys arbitrària i a base d'afinar els paràmetres es podrà observar com ens acostarem al resultat final. Els resultats de cada tendència en particular s'aniran veient gràficament al llarg del procés de disseny i al final s'adjunten uns gràfics comparatius molt clarificadors.

Partint del gràfic de la Figura 44 mirarem d'apropar-nos a l'objectiu d'aquest projecte, que era obtenir dos bandes a 2.45-2.5 i 4.9-5.875 GHz amb un nivell de paràmetre  $S_{11}$  menor a -10 dB. Així doncs, amb el primer mínim d'adaptació del gràfic de  $S_{11}$ , situat a uns 2.3 GHz ja és una bona aproximació del que volem aconseguir, tot i que s'hauria de pujar una mica en freqüència i així ens permetria obtenir l'ample de banda de la primera banda a -10 dB. Els dos altres mínims d'adaptació estan situats a 4.5 GHz i 7 GHz, i convindria baixar en freqüència el tercer mínim per situar-lo a una freqüència aproximadament de 6 GHz i que ens haurien de permetre obtenir l'ample de banda de la segona banda ja esmentada.

Realitzant varies simulacions s'han anat modificant els paràmetres per arribar a la simulació de la Figura 45. Analitzant paràmetre per paràmetre s'ha disminuït la longitud de l'antena per pujar en freqüència el primer mínim d'adaptació. S'ha augmentant el valor de  $h$  i  $w$ , aquest últim per així fer la longitud de  $3\lambda/2$ , a partir de (21) més llarga i així baixar en freqüència la 3<sup>a</sup> ressonància. El fet d'augmentar el valor de la bobina a través de  $h$  i  $w$  a repercutit en la disminució del valor del condensador, per tal de mantenir aproximadament la mateixa freqüència de ressonància del ressonador LC, segons (18). A més a més també s'ha modificat la distància del ressonador LC al llarg de l'antena de manera que ens quedés un ample de banda considerable amb la 2<sup>a</sup> i 3<sup>a</sup> ressonància.

Així a través de la modificació dels paràmetres s'aconsegueix un resultat que comença a aproximar-se al desitjat. A la Figura 45 podem observar el gràfic del paràmetres  $S_{11}$ , com tenim un mínim d'adaptació més o menys a 2.5 GHz, que ens permetria obtenir la primera banda de 2.45 a 2.5 GHz menor a -10 dB. La segona banda de 4.9-5.875 GHz s'hauria d'obtenir gràcies als dos mínims d'adaptació que en la Figura 45 estan situats aproximadament a 4.8 i 6.2 GHz. En aquest cas però s'hauria d'aconseguir millorar l'adaptació de manera que l'ample de banda es situés per sota dels -10 dB.

El problema del software FEKO és que no deixava incrementar el radi de l'antena degut a una limitació de la geometria de fils, fet que hagués suavitzat les corbes de la impedància d'entrada a l'antena, tal i com s'havia vist a la Figura 38. Per resoldre aquesta limitació es podria haver realitzat l'antena amb cilindres en comptes de fils amb un cert radi però això no es va fer perquè la realització de l'antena en cilindres era una mica complicada, i comportava que el FEKO necessités molt més temps de càlcul per realitzar les simulacions. Tanmateix, aquest fet no ens ha de preocupar ja que fins ara s'han presentat models que permeten entendre el funcionament del que serà finalment l'antena i que permeten fer simulacions en qüestió de segons. Més endavant, les simulacions de la nostra antena amb tecnologia planar suavitzaran molt més les corbes tant de la impedància d'entrada com del paràmetre  $S_{11}$  i ens permetran aconseguir els nostres objectius.

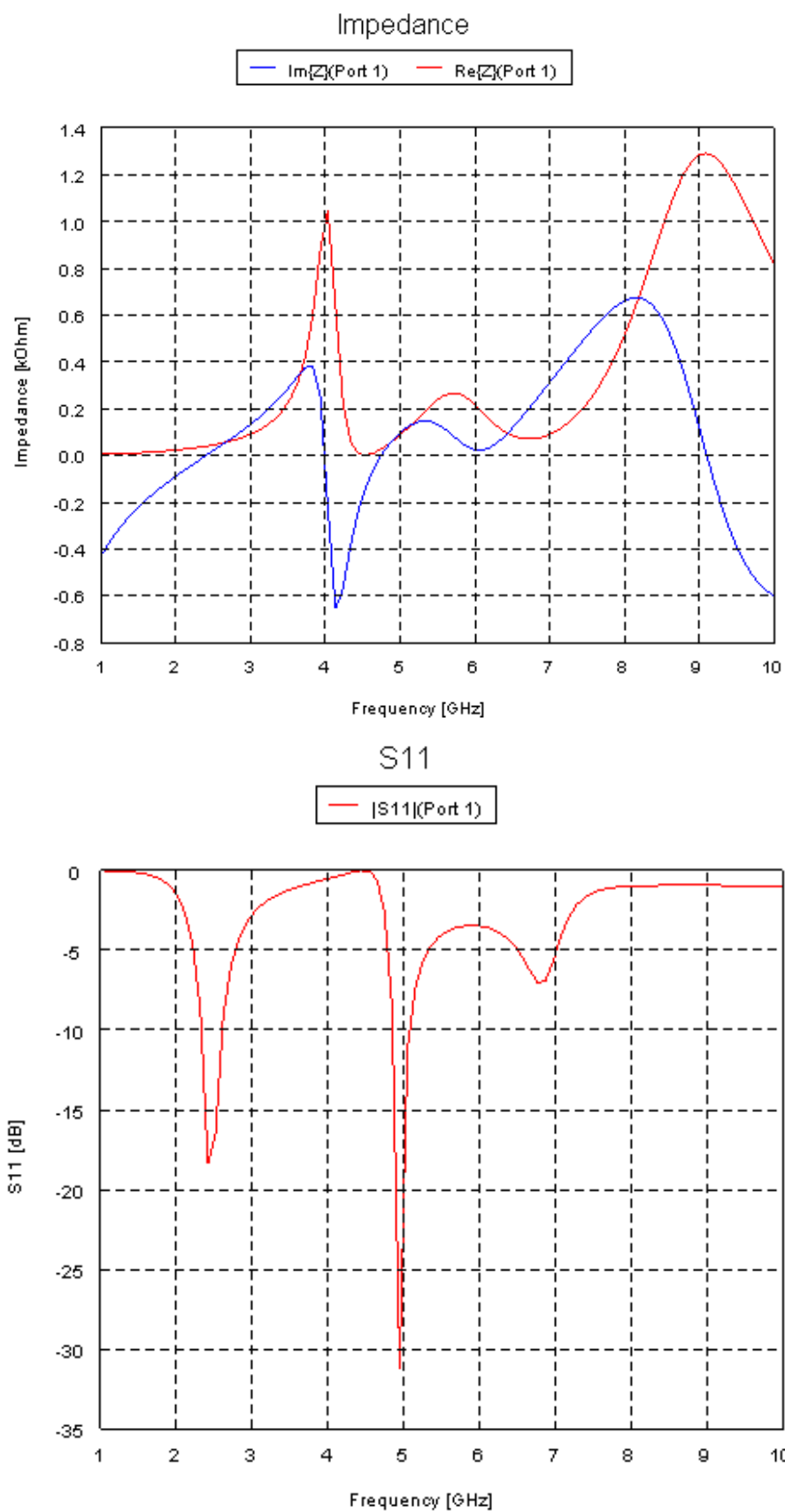


Figura 45 Simulació FEKO:  $long=25\text{mm}$ ,  $a=0.4\text{mm}$ ,  $w=6\text{ mm}$ ,  $h=4\text{ mm}$ ,  $dist\_LC=-3\text{ mm}$ ,  $C_p=0.11\text{ pF}$

### 3.3 Monopol amb tecnologia planar

Un cop vist el funcionament del model d'antena de fil passarem a veure el disseny de l'antena que es fabricarà físicament. Com ja s'havia explicat a la introducció del projecte, ens interessa crear una antena el més lleugera i petita possible, raó per la qual l'antena es fabrica com una tira conductora a sobre d'un dielèctric, és a dir tecnologia planar.

En aquest apartat i aprofitant que es passa a treballar en tecnologia planar, es passa de l'antena dipol a l'antena monopòl, simplement dividint per la meitat l'antena dipol que fins ara havíem anat veient, i col·locant un pla de massa infinit a sota. A part de la major senzillesa de fabricació i mesura, una altra raó per la realització de l'antena en forma de monopòl és que el temps necessari per a les simulacions en FEKO, a mida que vas introduint més elements i en vistes a fer simulacions que s'aproximin més a la realitat, creix de manera significativa. Així, el FEKO, crea un *Mesh*, en el qual divideix l'antena en petits elements per tal de simular-ne el comportament, com més petit es defineix el *Mesh* més petits es fan els elements (fins a un cert límit a partir del qual els resultats no varien substancialment), més acurats seran els resultats, però la memòria RAM i el temps necessari per a realitzar-la també creixeran. Si el nombre d'elements que ha creat el FEKO per dividir l'estructura és  $N$ , l'espai necessari de memòria creix com  $N^2$  i el temps necessari creix com  $N^3$ .

Endinsant-nos en la part de disseny pròpiament dita, la part més crítica i una de les més importants del nostre projecte és la del disseny del ressonador LC. Per a la seva realització teníem varies opcions, de les quals ens hem centrat en tres, tal com mostra la Figura 46. En els tres casos el valor de la bobina ve determinat per una expressió molt semblant a (20), tot canviant el radi de l'antena cilíndrica per l'amplada d'antena amb tecnologia planar. La diferència entre els tres exemples és la forma de modelar la capacitat.

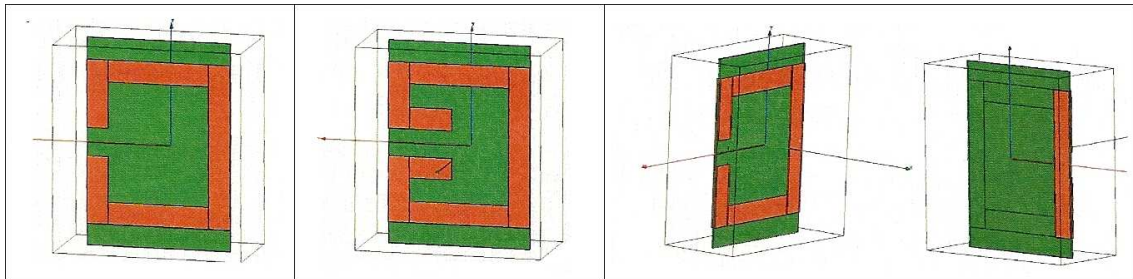


Figura 46 Ressonador simple. Ressonador CLL. Ressonador CLL-DL[14]

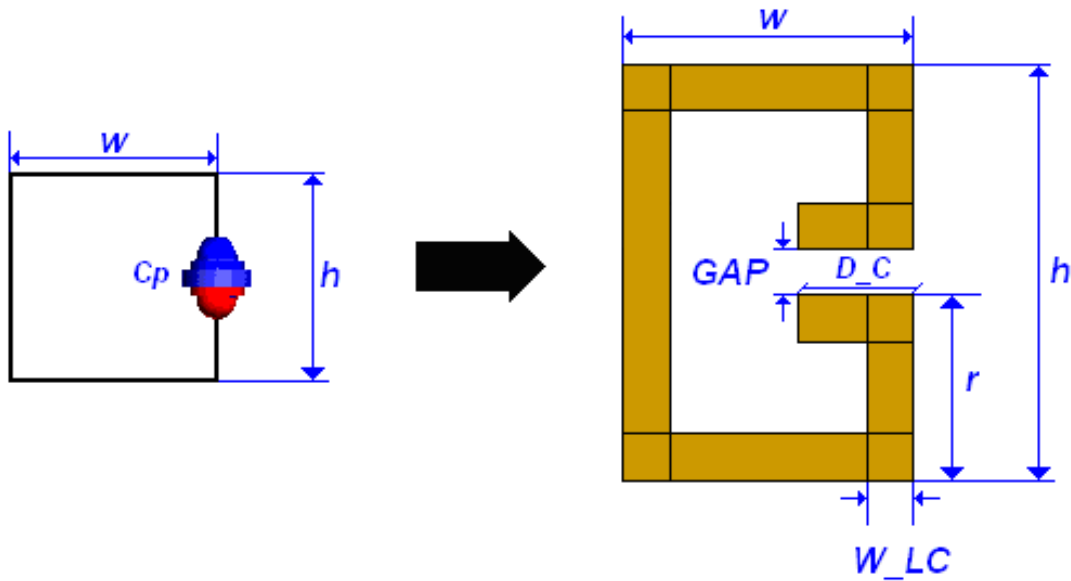
En el cas del ressonador simple, la capacitat es modela a través de la distància en la qual els braços no es toquen i també per l'amplada de pista del ressonador. El problema del ressonador simple és que ens podem trobar que no aconseguim arribar a certs valors de capacitat, o que aquest valor s'hagués d'aconseguir amb un valor de "gap" (distància entre els braços) massa petit i que no es pogués realitzar físicament.

De les dues següents maneres de realitzar el ressonador, el ressonador *CLL* (*Capacitively Loaded Loop*) i el ressonador *CLL-DL* (*CLL-Double Layer*), permeten tenir molt més marge amb el valor de la capacitat a aconseguir, i de les dues s'ha decidit implementar el primer, el *CLL*, per raons de senzillesa, al ser necessari només treballar en una capa i no dues, davant i darrere, com necessita el *CLL-DL*.

El gran avantatge d'aquest tipus de ressonadors és que modelen tan la inductància com la capacitat, i per tant ens haurem de preocupar més per arribar a controlar perfectament les tendències que indueix la modificació de cada paràmetre, que dels valors teòrics que s'aconsegueixen tan de la inductància com de la capacitat.

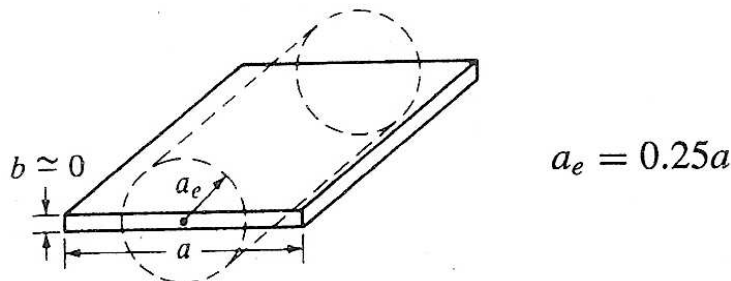
Tot i això, tant la inductància com la capacitat de l'espira CLL tenen unes fórmules que ens permeten arribar a trobar els valors que modelen la inductància, ja presentada a (20) i que reescriurem posteriorment, i la capacitat de l'espira, expressió la qual s'introduirà més endavant, un cop presentats tots els nous paràmetres de la nostra antena en estructura planar

La transformació del ressonador LC al ressonador CLL a partir del model d'antenes de fil es mostra a la Figura 47.



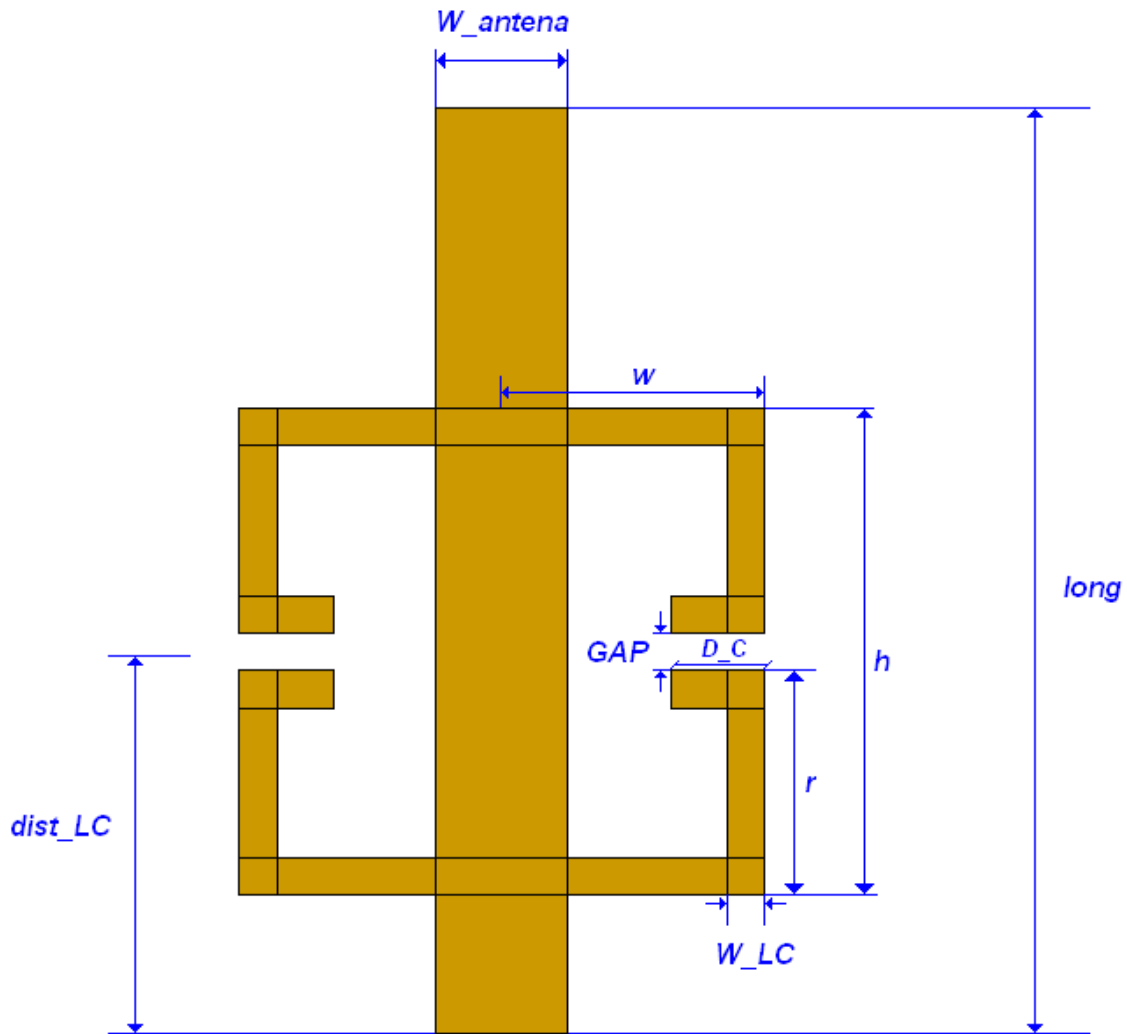
**Figura 47 Comparació Ressonador LC antena de fil vs. ressonador CLL en estructura planar.**

Com es pot comprovar s'han introduït nous paràmetres per modelar el ressonador CLL. Per passar d'una antena de fil a una antena conductora en estructura planar, a [13] trobem la relació entre el radi de l'antena de fil i l'amplada que hauria de tenir, tal i com es mostra a la Figura 48.



**Figura 48 Equivalència entre geometria cilíndrica i geometria planar[13]**

D'aquesta manera, la transformació total de l'antena en estructura planar es pot observar a la Figura 49.



**Figura 49** Paràmetres que descriuen l'antena monopòl en estructura planar

Els paràmetres que definiran l'antena venen descrits a continuació:

1. Longitud antena ***long***
2. Amplada antena ***W<sub>antena</sub>***
3. Amplada resonador LC ***W<sub>LC</sub>***
4. Alçada LC ***h***
5. Amplada LC ***w***
6. distància mig LC ***r***
7. Llargada tira C ***D<sub>C</sub>***
8. Separació entre tires ***GAP***
9. Distància trap LC respecte l'antena ***dist<sub>LC</sub>***

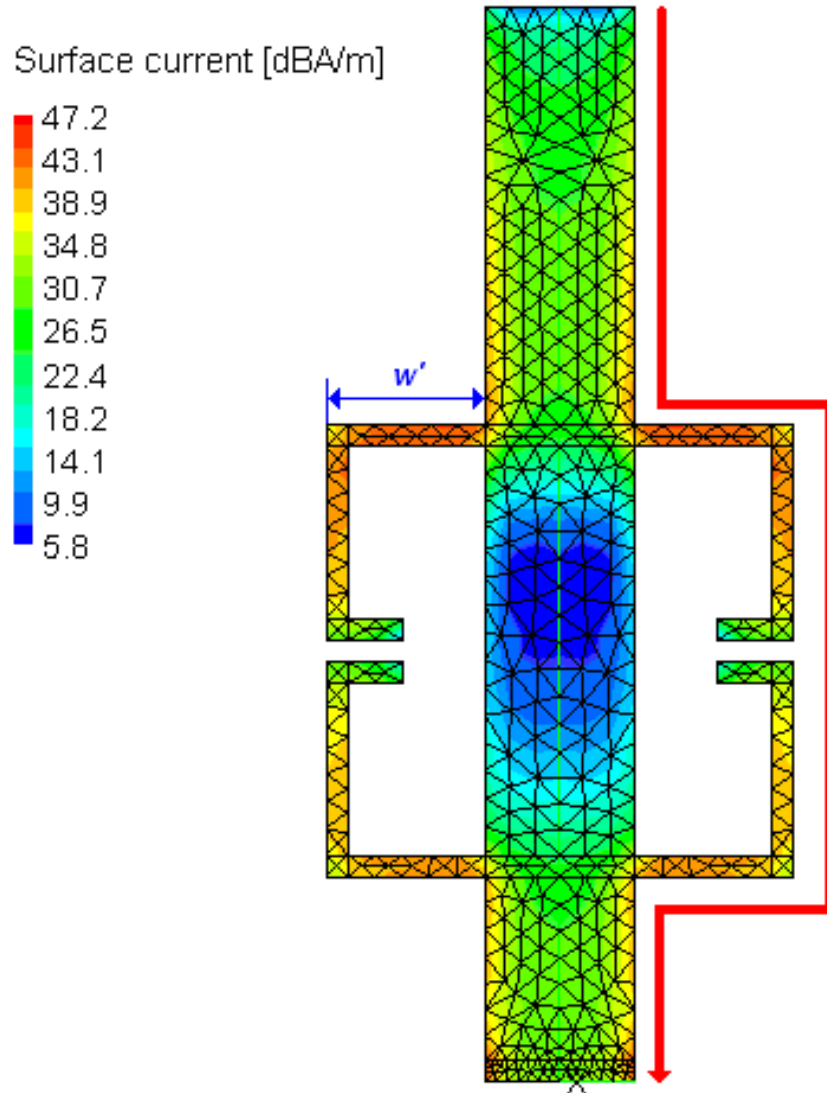
La majoria dels paràmetres ja han estat introduïts com a elements de l'antena de fil a la Taula 3, simplement s'ha canviat la nomenclatura de  $W_{antena}$ , i s'ha afegit  $W_{LC}$ ,  $r$ ,  $D_C$  i  $GAP$  que serveixen per caracteritzar el resonador *CLL*.

Un dels aspectes que ha canviat al passar d'una antena dipol a una antena monopòl és l'expressió mostrada a (21), ja que la “nova” longitud d'antena, quan els corrents circulin pel braç del resonador serà la meitat de la que s'ha parlat quan treballàvem amb una antena dipol a (21) i serà de la forma:

$$long + 2 \cdot w' \approx \frac{3\lambda}{4} \quad (22)$$

On  $w'$  és la distància del braç del ressonador sense comptar amb l'amplada de l'antena, tal com mostra la Figura 50, fet que resulta en l'expressió (23) que s'utilitzarà posteriorment per realitzar el disseny acurat de l'antena.

$$w' = w - \frac{W_{\text{antena}}}{2} \quad (23)$$



**Figura 50 Distribució de corrents per freqüències superiors a la freqüència de ressonància del ressonador LC i longitud d'antena  $3\lambda/4$**

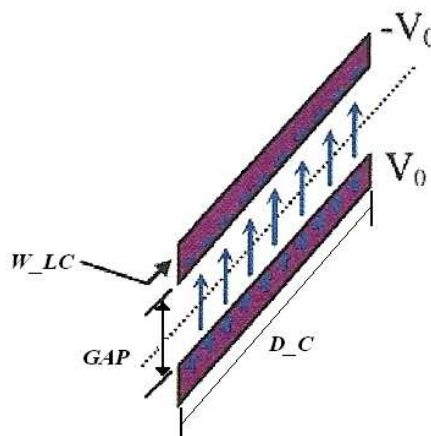
Resultat de realitzar diverses simulacions per aconseguir el nostre objectiu, s'ha decidit mostrar en una taula els elements que han permès arribar a dissenyar la nostra antena correctament. Així, en la Taula 4 hi ha resumit la influència de cada paràmetre de l'antena en la resposta en freqüència de l'antena.



<u>Longitud antena</u> <b>long</b>	Amb aquest paràmetre es controla bàsicament la 1 <sup>a</sup> freqüència de ressonància. Augmentar valor → baixa en freqüència Disminuir valor → puja en freqüència
<u>Amplada antena</u> <b>W_antena</b>	Al augmentar l'amplada d'antena, fins a cert punt, s'aconsegueix suavitzar les corbes de la impedància d'entrada a l'antena, tan la part real com la imaginària. Això també repercuteix en suavitzar les corbes del coeficient de reflexió $S_{11}$ .
<u>Amplada ressonador LC</u> <b>W_LC</b>	Augmentar valor → disminueix valor inductància i augmenta valor capacitat Disminuir valor → augmenta valor inductància i disminueix valor capacitat
<u>Amplada LC</u> <b>w</b>	Augmentar valor → augmenta valor inductància Disminuir valor → disminueix valor inductància (no influeix en el valor de la capacitat) Si baixem el valor de $w$ , estem fent la longitud de $3\lambda/4$ més petita, llavors pujarem en freqüència. Si augmentem el valor de $w$ , estem fent la longitud de $3\lambda/4$ més gran, llavors baixarem en freqüència.
<u>distància mig LC</u> <b>r</b>	Augmentar valor → augmenta valor inductància Disminuir valor → disminueix valor inductància (no influeix en la capacitat)
<u>Llargada tira C</u> <b>D_C</b>	Augmentar valor → augmenta valor capacitat Disminuir valor → disminueix valor capacitat (no influeix en la inductància)
<u>Separació entre tires</u> <b>GAP</b>	Augmentar valor → disminueix valor capacitat Disminuir valor → augmenta valor capacitat
<u>Distància trap LC respecte meitat d'antena</u> <b>dist_LC</b>	Permet modificar les ressonàncies, bàsicament de la 2 <sup>a</sup> i 3 <sup>a</sup> , de manera que ajustant bé el seu valor, aconseguir dos valors d'adaptació que et permetin tenir l'ample de banda desitjat.

**Taula 4 Paràmetres que defineixen l'antena planar i les tendències que provoquen**

La capacitat de l'espira ve modelada per les dos tires conductores de longitud  $D_C$ , situades a una distància  $GAP$  i d'amplada  $W_{LC}$ .



**Figura 51 Paràmetres que modelen la capacitat del resonador CLL[14]**

Segons [15] la capacitat ve determinada per:

$$C_c = 2C_s \cdot D_{LC} \quad (24)$$

On  $C_s$  ve donat per:

$$C_s = \frac{\epsilon_0 \cdot K(\sqrt{1-g^2})}{K(g)} \quad (25)$$

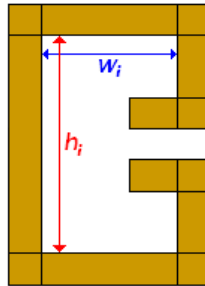
$$g = \frac{GAP/2}{GAP/2 + W_{LC}} \quad (26)$$

On  $K$  es coneix com la integral el·líptica completa:

$$K(g) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1-g^2 \cdot \sin^2 \phi}} = \frac{\pi}{2} \left[ 1 + \left( \frac{1}{2} g^2 \right) + \left( \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} g^2 \right)^2 + \left( \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} g^2 \right)^3 + \dots \right] \quad (27)$$

i  $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$  F/m és la permittivitat del buit.

Com ja s'ha comentat anteriorment, el valor de la inductància de ressonador  $CLL$  ve determinada per la mateixa fórmula que (20), tot canviant el radi de l'antena de fil  $a$ , per l'amplada del ressonador  $LC$ , és a dir,  $W_{LC}$ . A part, les longituds  $w$  i  $h$  de la fórmula (20), s'han substituït per  $w_i$  i  $h_i$ , ja que segons [16] els valors que es fan servir per calcular el valor de la inductància modelada són les longituds dels braços per l'interior, tal com mostra la Figura 52.



**Figura 52 Nomenclatura del ressonador LC amb longituds dels braços interiors**

$$L = N^2 \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \left[ \begin{aligned} & -2(w_i + h_i) + 2\sqrt{h_i^2 + w_i^2} - h_i \ln \left( \frac{h_i + \sqrt{h_i^2 + w_i^2}}{w_i} \right) \\ & - w_i \ln \left( \frac{w_i + \sqrt{h_i^2 + w_i^2}}{h_i} \right) + h_i \ln \left( \frac{2w_i}{W_{LC}} \right) + w_i \ln \left( \frac{2h_i}{W_{LC}} \right) \end{aligned} \right] \quad (28)$$

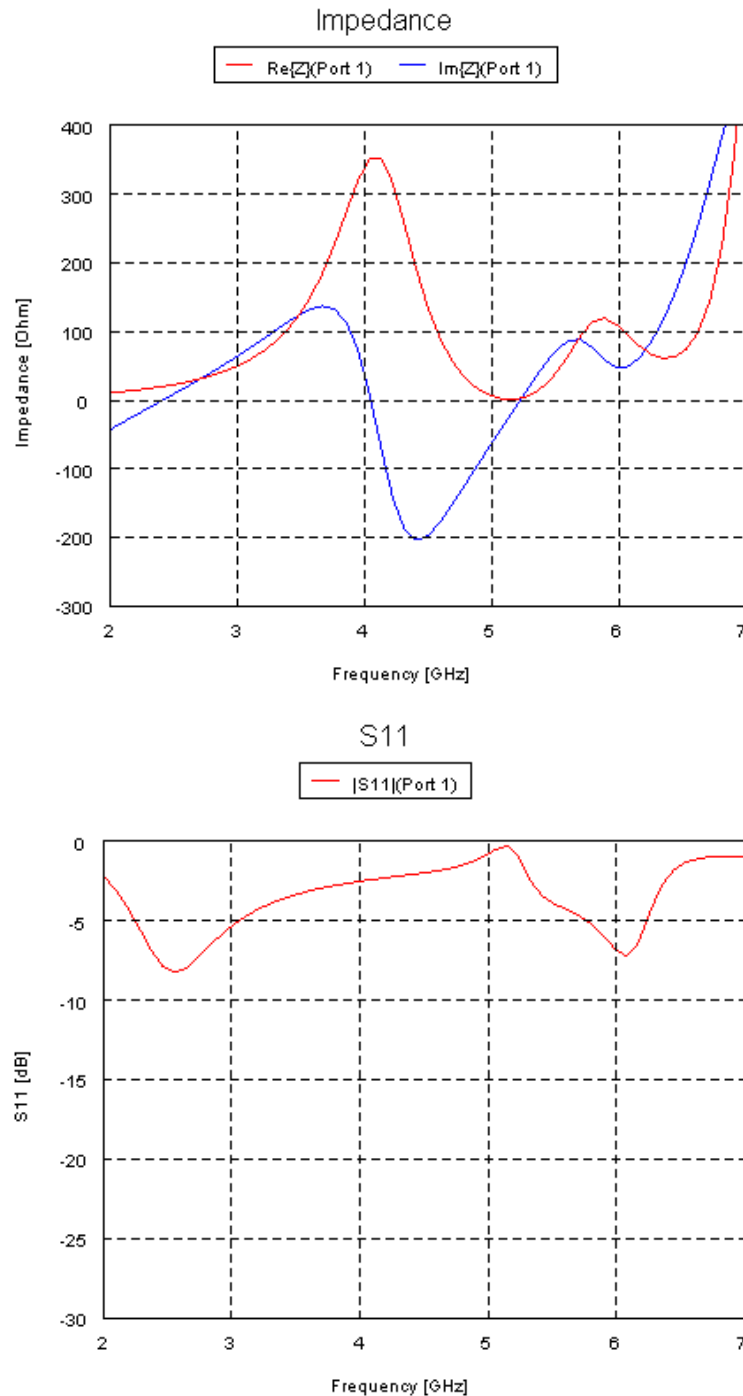
Un cop presentats tots els elements a tenir en compte en les simulacions es procedeix a realitzar el disseny en estructura planar de la nostra antena.

Agafant com a base els paràmetres amb els que s'havien aconseguit els resultats de la Figura 45, ( $long=25\text{mm}$ ,  $a=0.4\text{mm}$ ,  $w=6\text{ mm}$ ,  $h=4\text{ mm}$ ,  $dist_{LC}=3\text{ mm}$ ,  $Cp=0.11\text{ pF}$ ) realitzarem la conversió a estructura planar.

Primer, es passa el radi de l'antena a planar a partir de l'equació mostrada a la Figura 48:  $a = 0.4\text{mm} \rightarrow W_{\text{antena}} = 1.6\text{mm}$

Seguidament, ajustem els paràmetres  $W_{LC}$ ,  $GAP$  i  $D_C$ , per tal d'aconseguir un valor de capacitat igual a la del condensador  $C_p$  de la Figura 45. A partir de (24) i calculant amb MATLAB obtenim uns valors de  $W_{LC}=0.5\text{ mm}$ ,  $GAP = 0.5\text{ mm}$  i  $D_C=3.8$ . Per suposat aquests no són els únics valors que donarien una capacitat de 0.11 pF, simplement és un exemple de mostrar la conversió d'antena de fil a planar. Els valors de  $w, h$  i  $dist_{LC}$  els mantenim igual.

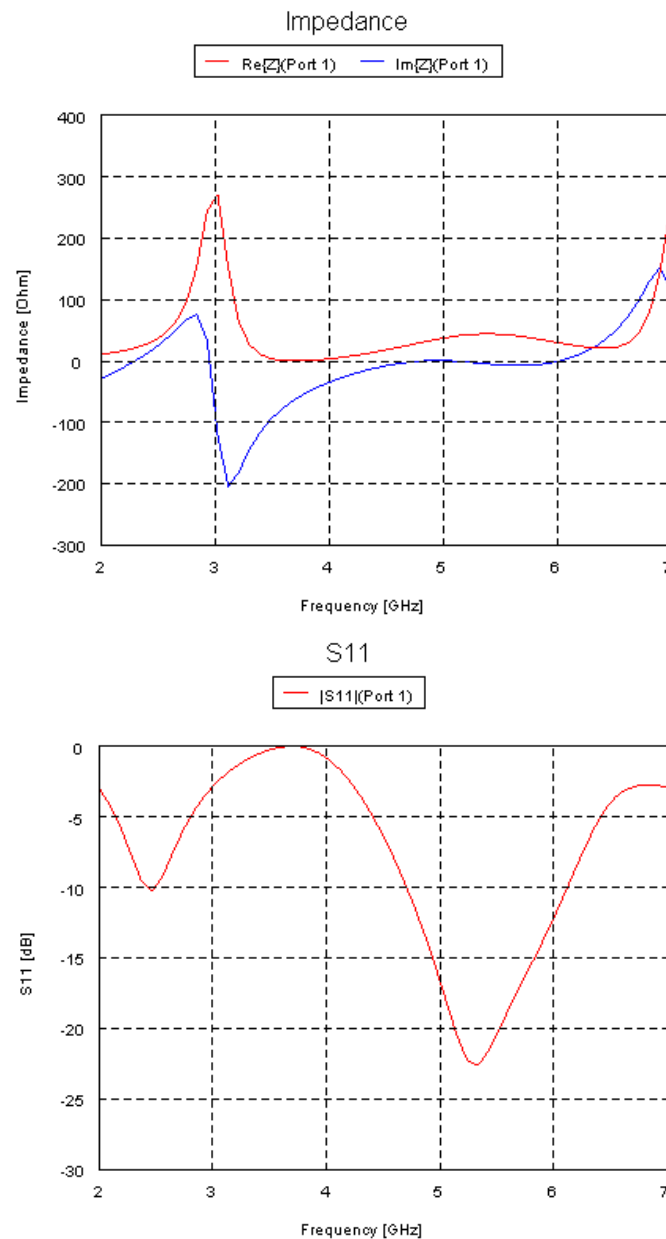
Els resultats de la conversió es poden observar als gràfics de la Figura 53.



**Figura 53**  $long=25\text{mm}$ ,  $W_{\text{antena}}=1.6\text{ mm}$ ,  $w=6\text{ mm}$ ,  $h=4\text{ mm}$ ,  $W_{LC}=0.5\text{ mm}$ ,  $D_C=3.8\text{ mm}$ ,  $GAP=0.5\text{ mm}$ ,  $dist_{LC}=3\text{ mm}$

A partir dels resultats de la Figura 53, hem realitzat varies simulacions per acabar trobant la simulació de la Figura 54. Els passos realitzats es descriuen de forma general a continuació. Primer, es necessita més adaptació tan a la primera banda com la segona, per tant s'augmenta l'amplada d'antena. Segon, s'havia d'augmentar el valor de la longitud a  $3\lambda/4$  per així baixar en freqüència la 3a ressonància, fet que de retruc augmentaria el valor de la inductància modelada, i també augmenta la capacitat de manera que el valor de la freqüència de ressonància, a partir de (18), del CLL baixés en freqüència.

Així doncs, en la Figura 54 es pot observar que s'ha aconseguit l'objectiu de trobar un ample de banda a 4.9-5.875 GHz, i la primera banda situada a 2,45-2,5 GHz faltaria una mica més d'adaptació perquè es situés per sota de -10 dB. El fet que els resultats siguin provisionals i a falta de la inclusió del dielèctric i la realització de simulacions més precises, es dona el resultat per bo ja que ens servirà de referència per al següent apartat.

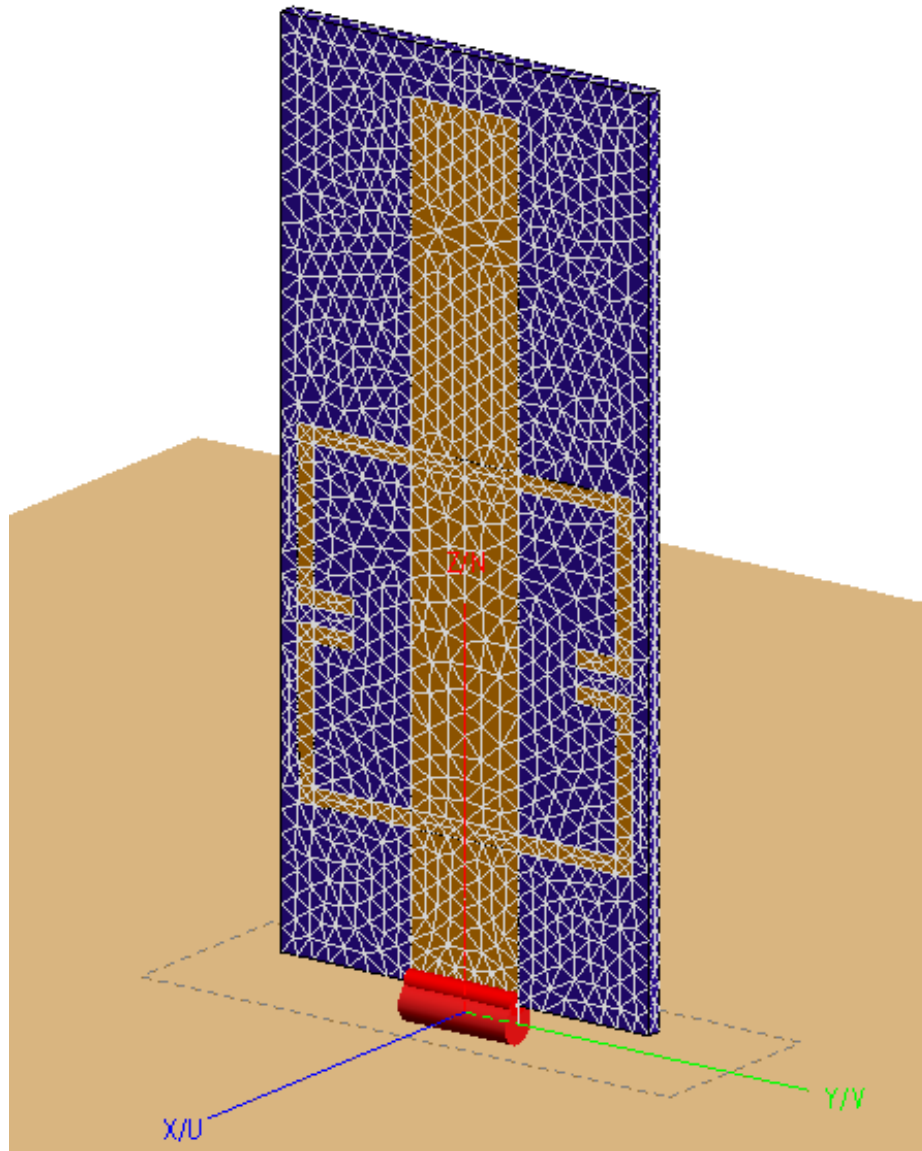


**Figura 54**  $long=25$  mm,  $W_{antena}=3.5$  mm,  $w=7$ mm,  $r= 6$  mm,  $W_{LC}=1$  mm,  $D_C= 5$  mm,  
**GAP= 0.5 mm, dist\_LC= -4 mm**

Un cop afegim el dielèctric, els passos, explicacions i càlculs que s'han seguit per dissenyar l'antena seran descrits de forma molt més qualitativa i precisa que en la descripció anterior.

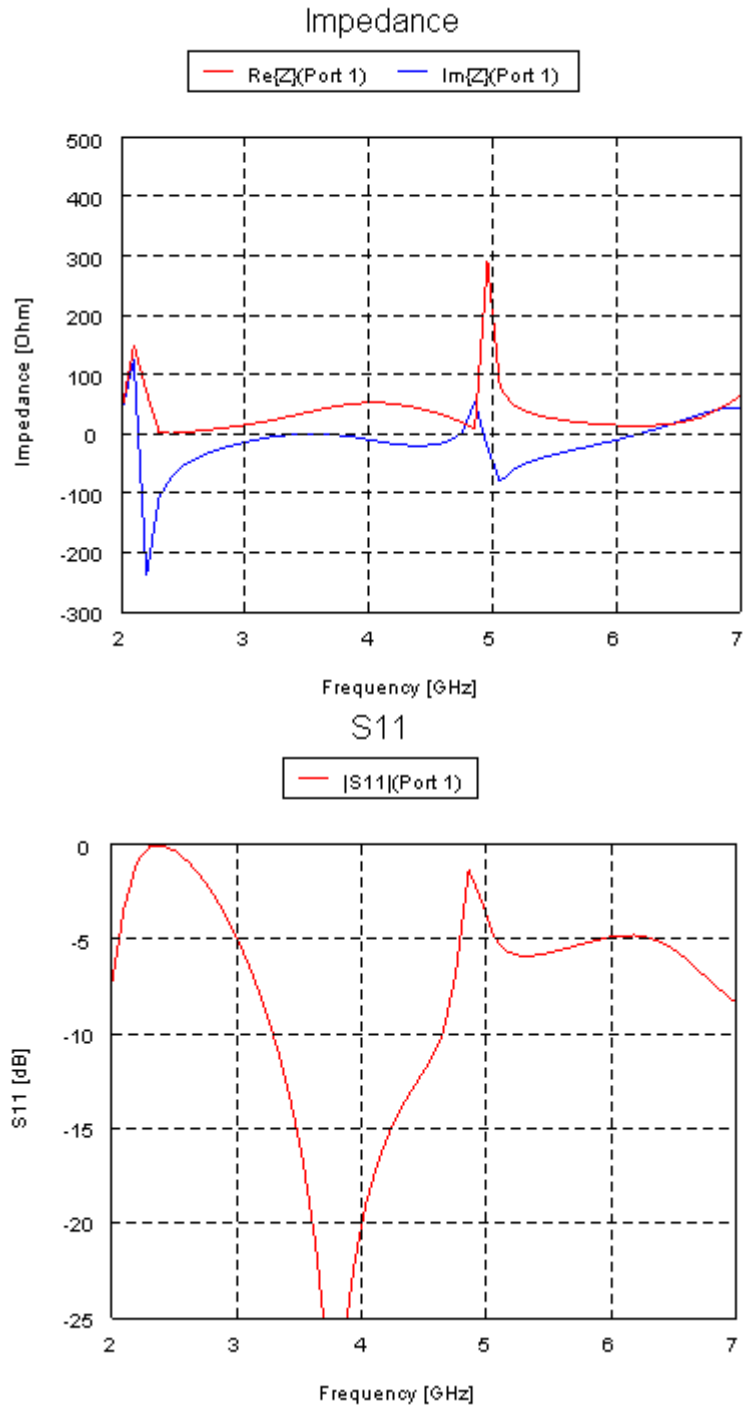
### **3.4 Monopol amb tecnologia planar i dielèctric**

A partir de l'estructura d'antena de la Figura 49 afegim el dielèctric sobre el qual serà fabricada la nostra antena tal i com mostra la Figura 55. El dielèctric és del tipus Rogers RO4003C amb permitivitat dielèctrica  $\epsilon_r = 3.38$  i pèrdues  $\tan \delta = 0.0021$ .



**Figura 55 Monopol a sobre del dielèctric amb el Mesh que utilitza FEKO superposat i situat sobre un pla de massa infinit.**

S'agafa com a base els valors dels paràmetres de la simulació de la Figura 54, amb la inclusió del dielèctric. Els resultat es pot observar als gràfics de la Figura 56.



**Figura 56** long=25 mm, W\_antena=3.5 mm, w=7 mm, r= 6 mm, W\_LC=1 mm, D\_C= 5 mm, GAP= 0.5 mm, dist\_LC= -4 mm

Es pot observar com la inclusió del dielèctric ha modificat les ressonàncies, i per tant també els mínims d'adaptació, i bàsicament tot ha baixat en freqüència. Aquest fet és degut a que la permitivitat del dielèctric afecta de la següent manera a la freqüència:

$$f = \frac{c}{\lambda \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (29)$$

Per aconseguir desplaçar totes les freqüències cap a valors superiors s'hauran de modificar els paràmetres que modelen la inductància i la capacitat del ressonador *CLL*.

Partint dels paràmetres de l'epígraf de la Figura 56, i utilitzant les expressions (22) i (23) teníem una antena de longitud  $3\lambda/4 = 25 \cdot 10^{-3} + 2 \times w' \approx \frac{3\lambda}{4}$  d'on  $w' = w - W_{\text{antena}} / 2 = 5.25 \text{ mm}$ .

Si calculem la freqüència de ressonància teòrica a partir d'aquests paràmetres trobaríem el següent valor:

$$25 \cdot 10^{-3} + 2 \times 5.25 \cdot 10^{-3} = 35.5 \cdot 10^{-3} = \frac{3\lambda}{4} = \frac{3c}{4f} \rightarrow f = \frac{3c}{4 \cdot 35.5 \cdot 10^{-3}} = 6.238 \text{ GHz}$$

però la ressonància simulada està al voltant dels 4.8 GHz (a partir del gràfic de la impedància d'entrada a l'antena de la Figura 56) degut a la influència del dielèctric.

No sabem realment el valor de la  $\epsilon_{\text{eff}}$ , però a partir d'una senzilla regla de tres si es vol una ressonància simulada al voltant dels 5.6 GHz, es calcula  $w'$  suposant un valor de freqüència d'uns 7.2 GHz. Així que s'ha de calcular quina longitud de braç  $w'$  es necessitaria. Llavors calculem :

$$25 \cdot 10^{-3} + 2 \times w' = \frac{3\lambda}{4} = \frac{3c}{4f} \rightarrow \frac{3\lambda}{4} = \frac{3c}{4 \cdot 7.2 \cdot 10^9} = 31.25 \cdot 10^{-3} \rightarrow w' = 3.125 \cdot 10^{-3}$$

I a partir de (23)  $w = w' + W_{\text{antena}} / 2 = 4.875 \text{ mm}$

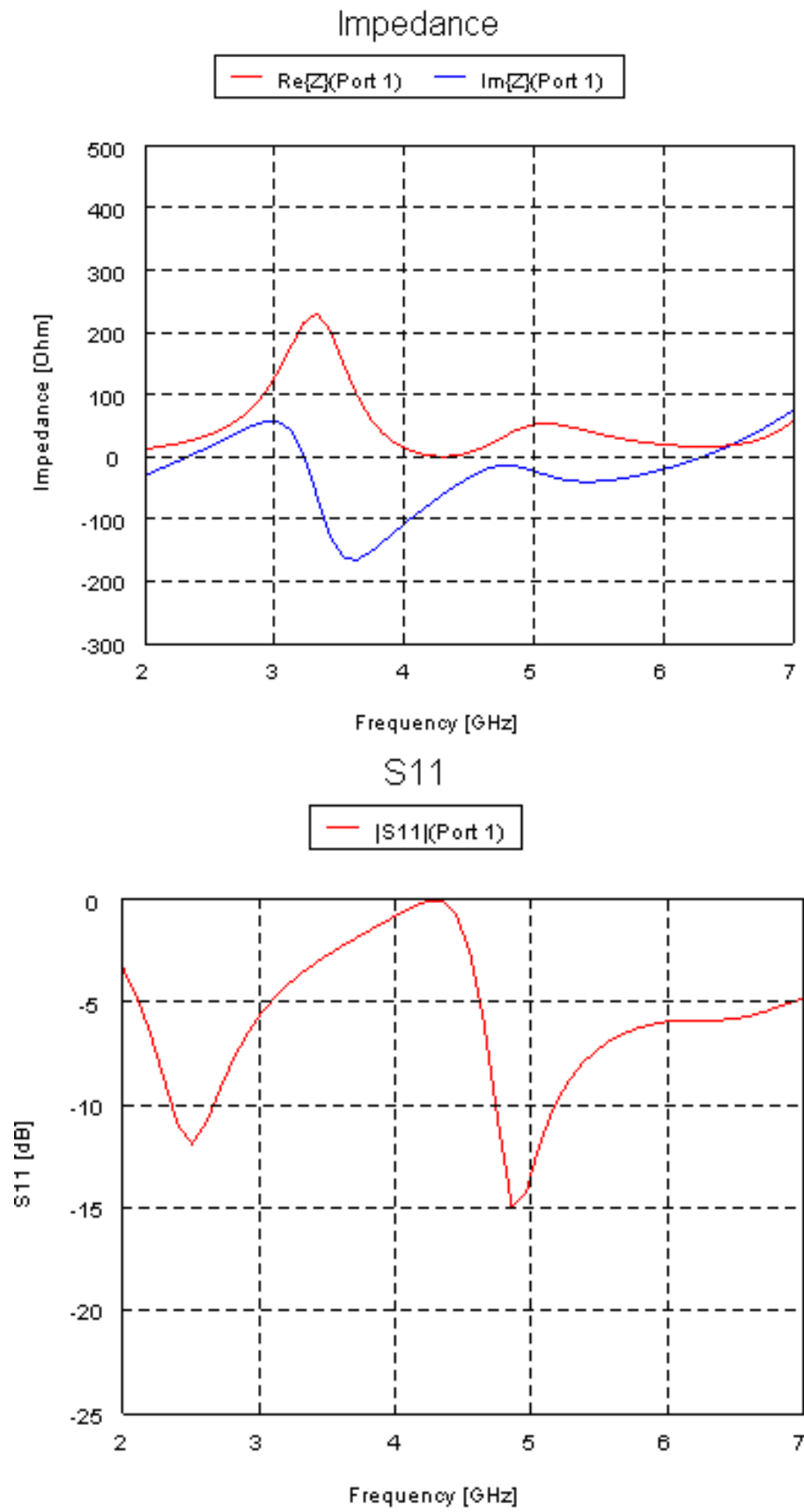
Amb el MATLAB havíem calculat la freqüència de ressonància del LC, a partir de les expressions que modelen la capacitat (24) i la inductància (20) a partir dels paràmetres ja esmentats de la Figura 56, que estaria situada sobre els 5.3 GHz. Mirant el gràfic de la part imaginària de la impedància d'entrada de la Figura 56 resultant de la simulació, la ressonància estava al voltant dels 3.3 GHz.

Llavors, a través de MATLAB s'han ajustat els valors de  $W_{\text{LC}}$ ,  $W_{\text{antena}}$ ,  $r$  i  $D_{\text{C}}$  per tal d'obtenir un valor de freqüència de ressonància del CLL al voltant dels 8.7 GHz, de manera que a la simulació aparegués sobre els 5.4 GHz.

<b>long=25 mm</b>	<b>W_antena=3 mm</b>	<b>w=4.875 mm</b>	<b>r= 4 mm</b>
<b>W_LC=0.5 mm</b>	<b>D_C= 2.5 mm</b>	<b>GAP= 0.5 mm</b>	<b>dist_LC=-4 mm</b>
$C_c = 6.6144e-014$	$L = 5.0741e-009$	$f_{\text{LC}} = 8.6875e+009$	

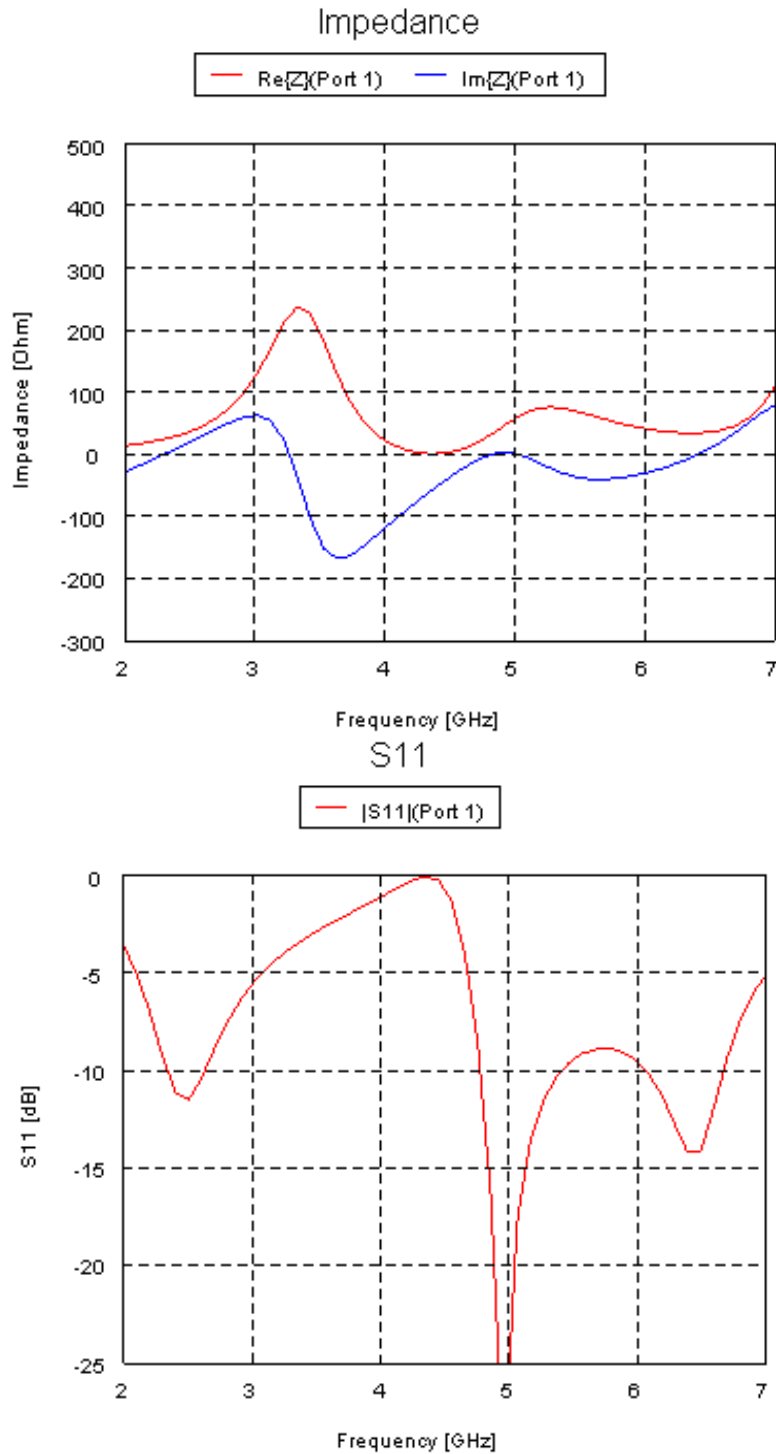
En el resultat de la simulació de la Figura 57 s'ha aconseguit quadrar el primer mínim del gràfic del paràmetre  $S_{11}$  a 2,5 GHz, amb un ample de banda suficient a -10 dB per cobrir la banda 2,45-2,5 GHz. Tanmateix, a la segona banda, podem observar com a 4.8 GHz la corba de la part imaginària de la impedància d'entrada no arriba a ressonar, ja que no creua el 0. Així doncs, es modifica el valor de la posició del ressonador LC al llarg de l'antena amb  $\text{dist}_{\text{LC}}$  i s'arriba a una simulació com la de la Figura 58.

Es pot observar al primer gràfic de la Figura 58 com variant el paràmetre  $\text{dist}_{\text{LC}}$  hem aconseguit que l'antena tingui una ressonància a 4.9 GHz, de manera que es produeix un mínim d'adaptació, tal i com es pot veure en el gràfic del paràmetre  $S_{11}$ .



**Figura 57** long=25 mm,  $W_{\text{antena}}$ =3 mm,  $w$ =4.875 mm,  $r$ = 4 mm,  $W_{\text{LC}}$ =0.5 mm,  
 $D_{\text{C}}$ = 2.5 mm, GAP= 0.5 mm, dist<sub>LC</sub>= -4 mm





**Figura 58** long=25 mm, W\_antena=3 mm, w=4.875, r= 4 mm, W\_LC=0.5 mm, D\_C= 2.25 mm, GAP= 0.5 mm, dist\_LC= -2.5 mm

A partir dels valors dels paràmetres de l'epígraf de la Figura 58 teníem una antena de longitud  $3\lambda/4 \rightarrow 25 \cdot 10^{-3} + 2 \times w' \approx \frac{3\lambda}{4}$  a on  $w' = w - W_{\text{antena}}/2 = 3.375 \text{ mm}$ .

$$25 \cdot 10^{-3} + 2 \times 3.375 \cdot 10^{-3} = 31.75 \cdot 10^{-3} = \frac{3\lambda}{4} = \frac{3c}{4f} \rightarrow f = \frac{3c}{4 \cdot 31.75 \cdot 10^{-3}} = 7.086 \text{ GHz}$$

Calculant els valors d'inductància i capacitat modelats que resulten dels paràmetres elegits, i de la freqüència de ressonància teòrica s'obté:

<b>long=25 mm</b>	<b>W_antena=3 mm</b>	<b>w=4.875 mm</b>	<b>r= 4 mm</b>
<b>W_LC=0.5 mm</b>	<b>D_C= 2.25 mm</b>	<b>GAP= 0.5 mm</b>	<b>dist_LC=-4 mm</b>
$C_c = 5.9529e-014$	$L = 5.0741e-009$	$f_{LC} = 9.1575e+009$	

Volem mantenir la freqüència de ressonància teòrica del ressonador LC de 9.1575 GHz, però baixar en freqüència la 3<sup>a</sup> ressonància de manera que no es desadapti per sobre de -10 dB l'ample de banda a la banda dels 5 GHz, llavors hem d'allargar el paràmetre  $w$ , és a dir l'amplada del ressonador LC.

Agafarem una longitud  $w=5.375 \text{ mm}$  que resulta en  $w' = w - W_{\text{antena}} / 2 = 3.875 \text{ mm}$

$$25 \cdot 10^{-3} + 2 \times 3.875 \cdot 10^{-3} = 32.75 \cdot 10^{-3} = \frac{3\lambda}{4} = \frac{3c}{4f} \rightarrow f = \frac{3c}{4 \cdot 32.75 \cdot 10^{-3}} = 6.87 \text{ GHz de}$$

manera que la 3a ressonància hauria de baixar en freqüència.

Tornem a calcular els valors d'inductància i capacitat modelats que resulten dels paràmetres elegits, i de la freqüència de ressonància teòrica:

<b>long=25 mm</b>	<b>W_antena=3 mm</b>	<b>r= 4 mm</b>	<b>w=5.375 mm</b>
<b>W_LC=0.5 mm</b>	<b>D_C= 2.25 mm</b>	<b>GAP= 0.5 mm</b>	<b>dist_LC=-2.5mm</b>
$C_c = 5.9529e-014$	$L_i = 7.0905e-009$	$f_{LC} = 7.7467e+009$	

Llavors com ja s'ha comentat volíem mantenir la freqüència de ressonància de 9.1575 GHz, per tant s'haurà de modificar el valor de la inductància o de la capacitat. Si es modifica el valor de la inductància també es modifica en certa manera el valor de la primera ressonància, per tant modificarem el valor de la capacitat mantenint el valor de la inductància. A partir de (18) calculem:

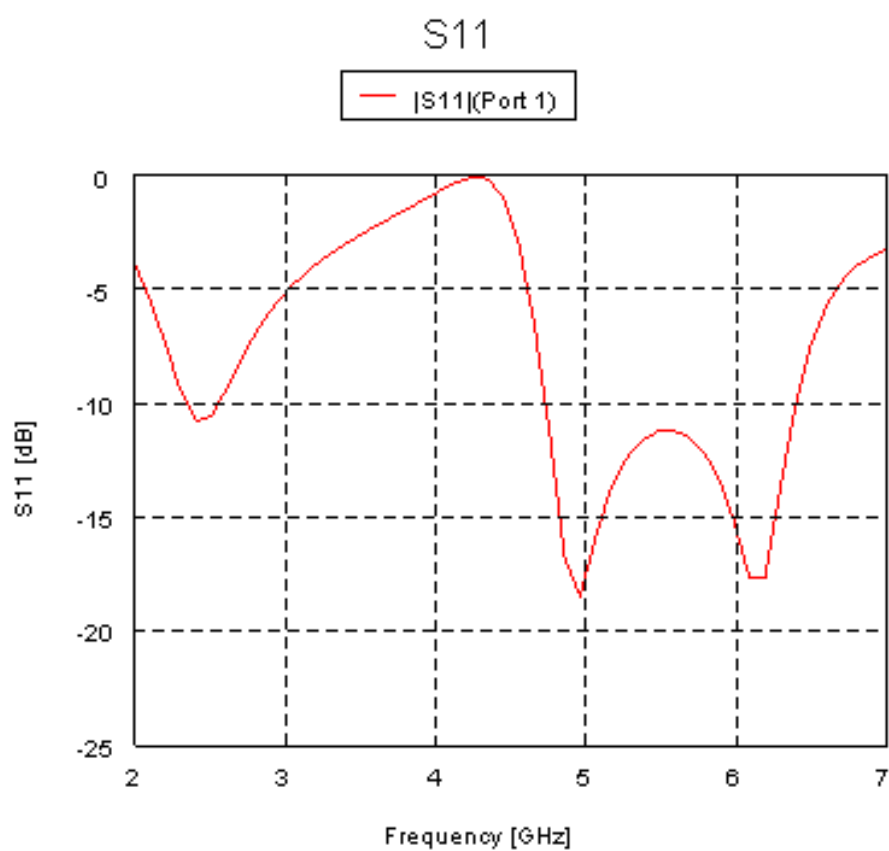
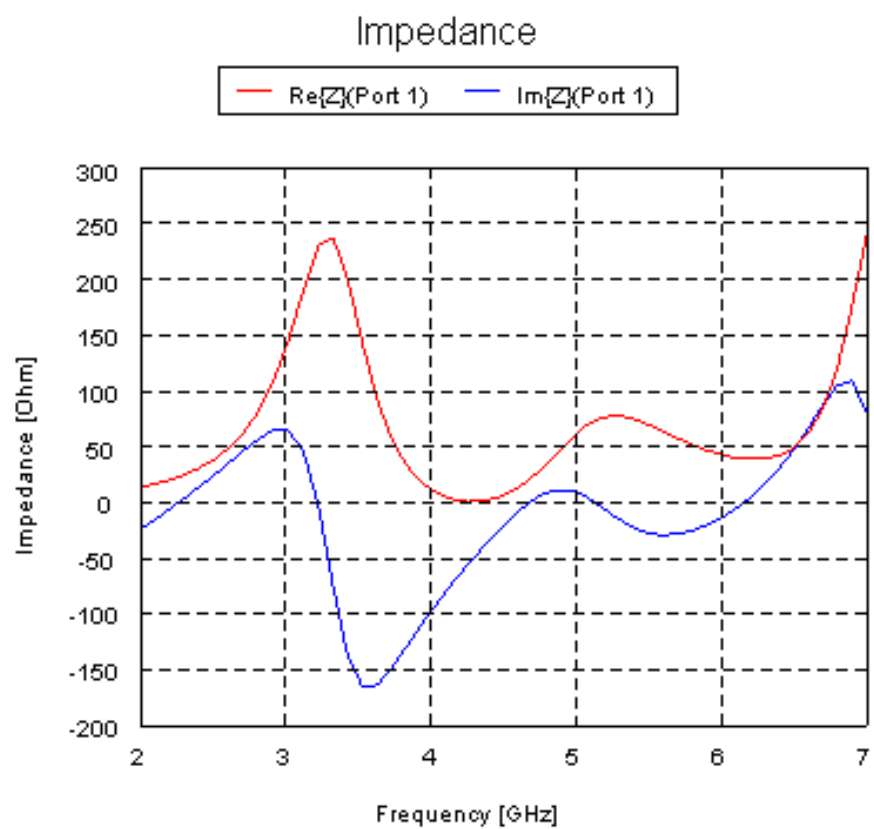
$$C_c = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot L} = \frac{1}{(2\pi 9.1575 \text{ GHz})^2 \cdot 7.0905 \text{ nH}} = 4.26 \cdot 10^{-14} \text{ F de manera que es}$$

necessitarà assolir un valor de capacitat de 4.26e-14 F.

Amb el MATLAB, i a partir de (24), modificarem el valor de  $D_C$ , ja que és l'únic paràmetre que modifica el valor de la capacitat sense modificar el valor de la inductància ni les longituds de l'antena., per tal d'aconseguir aquest valor de capacitat fet que s'aconsegueix amb  $D_C=1.61 \text{ mm}$ .

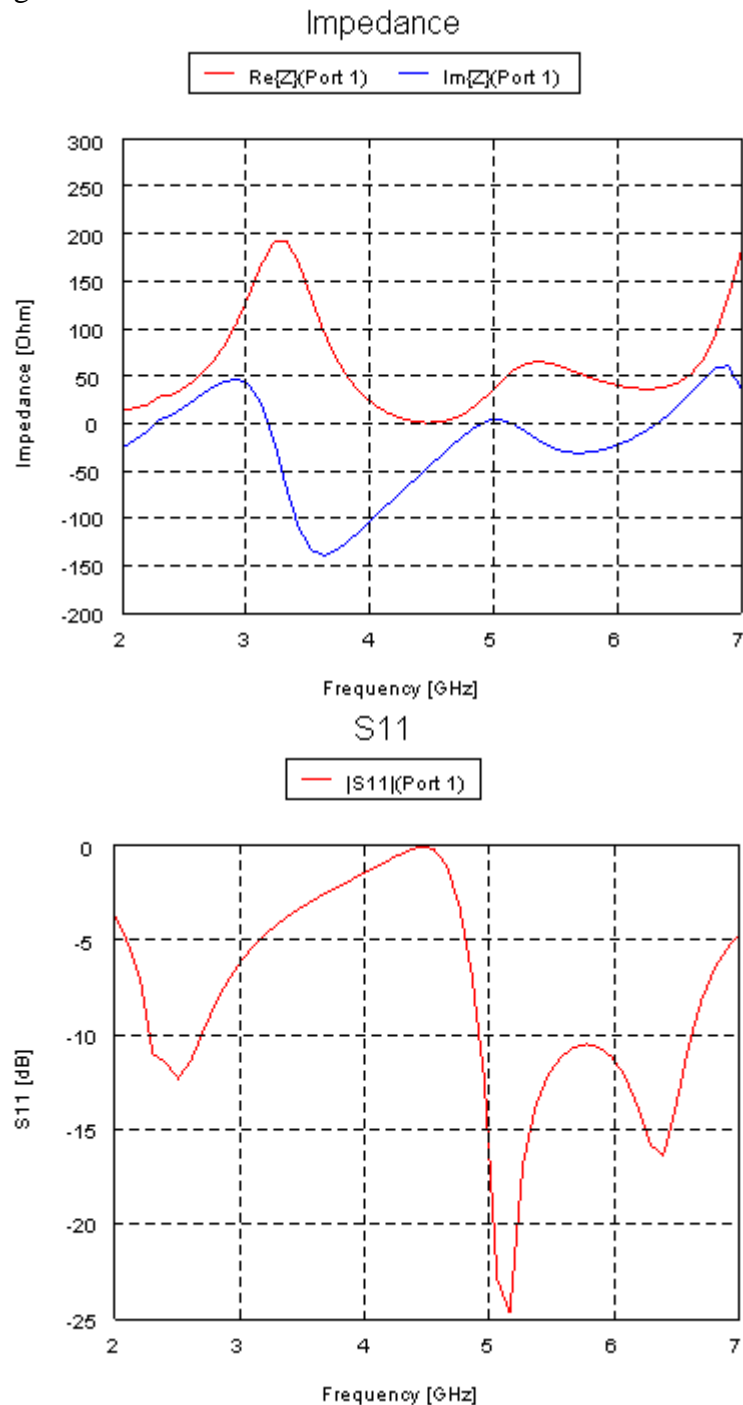
Tornem a calcular els valors els valors d'inductància i capacitat modelats que resulten dels paràmetres elegits, i de la freqüència de ressonància teòrica:

<b>long=25 mm</b>	<b>W_antena=3 mm</b>	<b>r= 4 mm</b>	<b>w=5.375 mm</b>
<b>W_LC=0.5 mm</b>	<b>D_C= 1.61 mm</b>	<b>GAP= 0.5 mm</b>	<b>dist_LC=-2.5mm</b>
$C_c = 4.2597e-014$	$L = 7.0905e-009$	$f_{LC} = 9.1579e+009$	



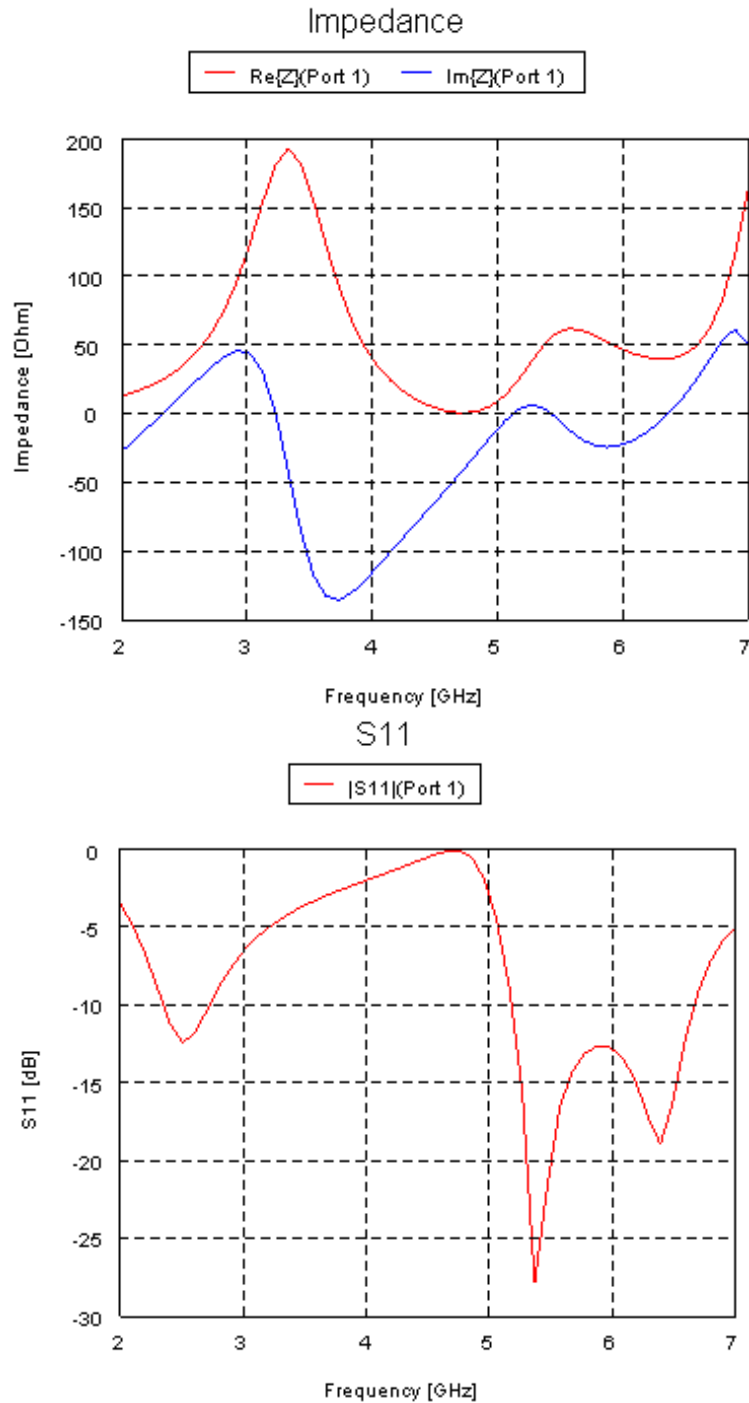
**Figura 59** long=25 mm, W\_antena=3 mm, w=5.375 mm, r= 4 mm, W\_LC=0.5 mm, D\_C= 1.61 mm, GAP= 0.5 mm, dist\_LC= -2.5 mm

Vist els resultats de la Figura 59 s'augmenta una mica l'amplada de l'antena per aconseguir suavitzar les corbes i aconseguir una millor adaptació, tal i com es podrà observar a la Figura 60.



**Figura 60** long=25 mm,  $W_{\text{antena}}=3.5$  mm,  $w=5.375$  mm  $r=4$  mm,  $W_{\text{LC}}=0.5$  mm,  $D_{\text{C}}=1.61$  mm, GAP= 0.5 mm, dist<sub>LC</sub>= -2.5 mm

El resultat de la Figura 60 ja era una molt bona aproximació del propòsit d'aquest projecte. A la Figura 61 es realitza una simulació de gran detall (de dues hores) amb els mateixos paràmetres amb la intenció d'apropar les nostres simulacions a una antena real.



**Figura 61** long=25 mm, W\_antena=3.5 mm, , w=5.375 mm r= 4 mm, W\_LC=0.5 mm  
D\_C= 1.61 mm, GAP= 0.5 mm, dist\_LC= -2.5 mm

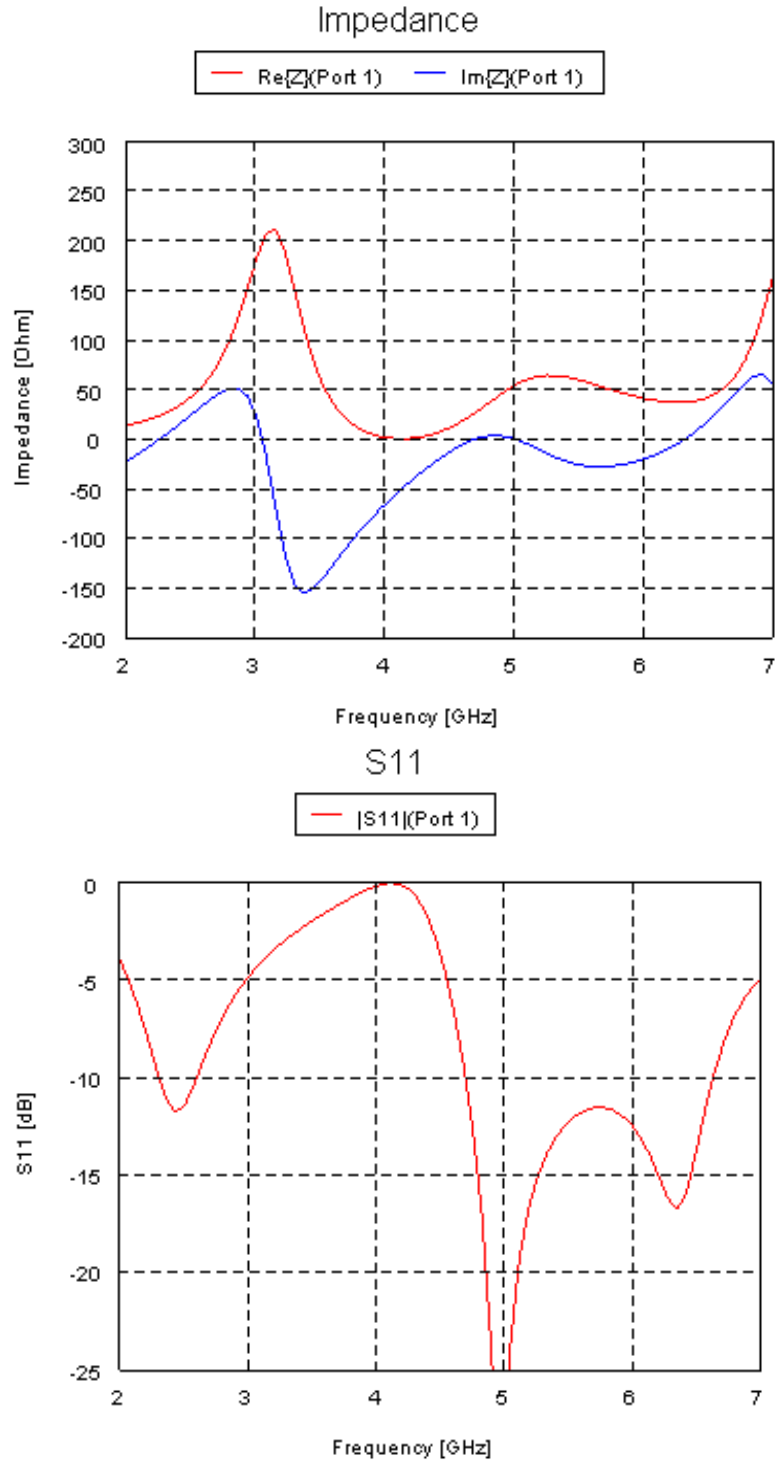
El resultat de la simulació de la Figura 61 amb un *Mesh* molt petit ha fet pujar en freqüència la 2<sup>a</sup> ressonància, i conseqüentment ha pujat en freqüència el mínim d'adaptació.

A partir dels valors dels paràmetres de l'epígraf de la Figura 61 tenim els següents paràmetres:

long=25 mm	W_antena=3.5mm	r= 4 mm	w=5.375 mm
W_LC=0.5 mm	D_C= 1.61 mm	GAP= 0.5 mm	dist_LC=-2.5mm
$C_c = 4.2597e-014$	$L = 6.6249e-009$	$f_{LC} = 9.4742e+009$	

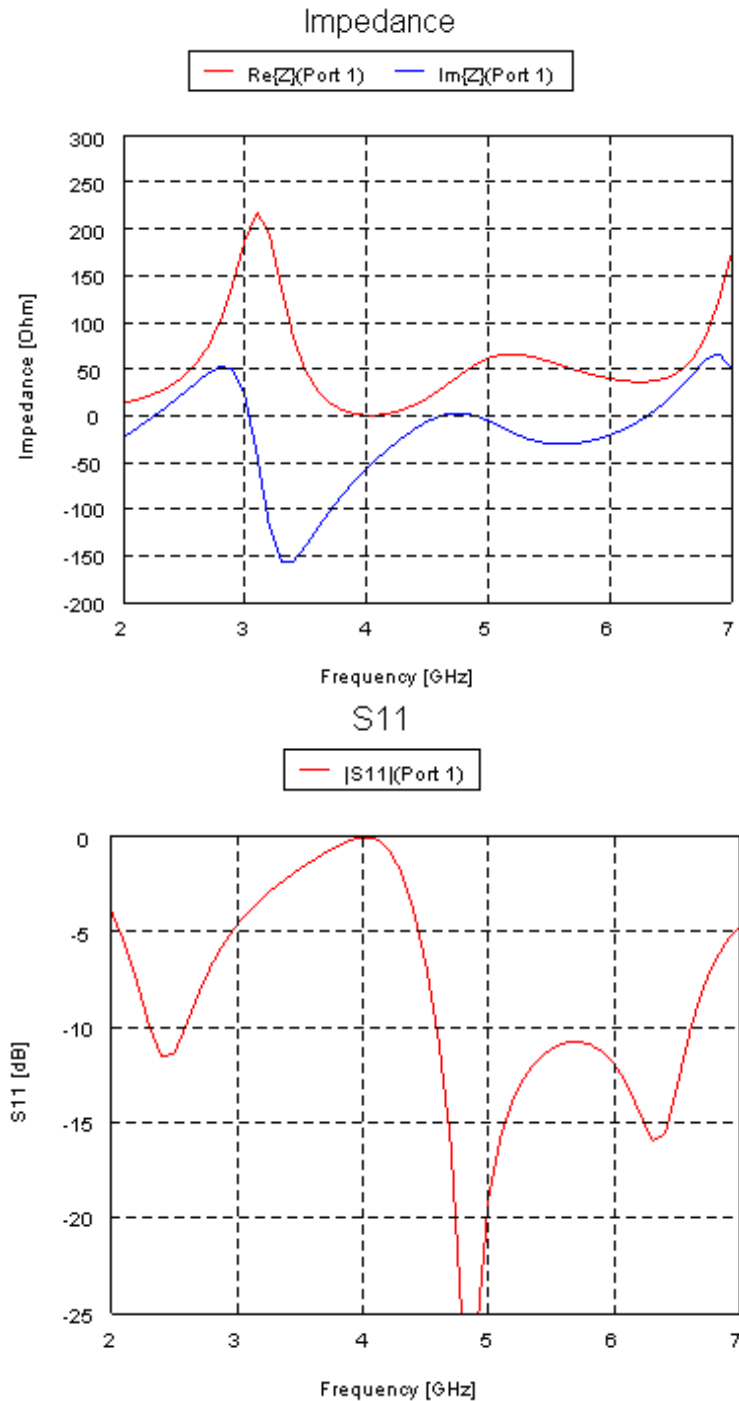
S'augmenta el valor de  $w$ , per tal d'augmentar la distància de  $3\lambda/4$  i així baixar en freqüència la 3<sup>a</sup> ressonància i també  $r$ , i tots dos paràmetres faran disminuir la freqüència de ressonància del ressonador i així baixar en freqüència el segon mínim d'adaptació:

<b>long=25 mm</b>	<b>W_antena=3.5mm</b>	<b>r= 5 mm</b>	<b>w=5.45 mm</b>
<b>W_LC=0.5 mm</b>	<b>D_C= 1.61 mm</b>	<b>GAP= 0.5 mm</b>	<b>dist_LC=-2.5mm</b>
$C_c = 4.2597e-014$	$L = 7.5526e-009$	$f_{LC} = 8.8733e+009$	



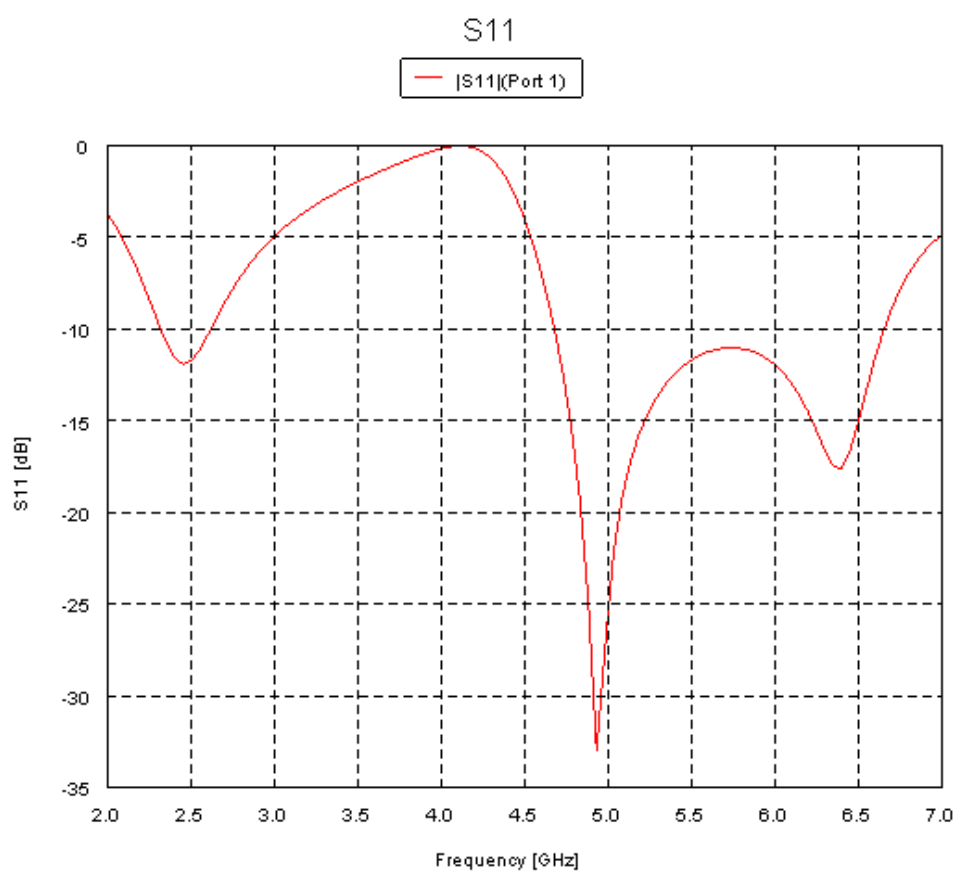
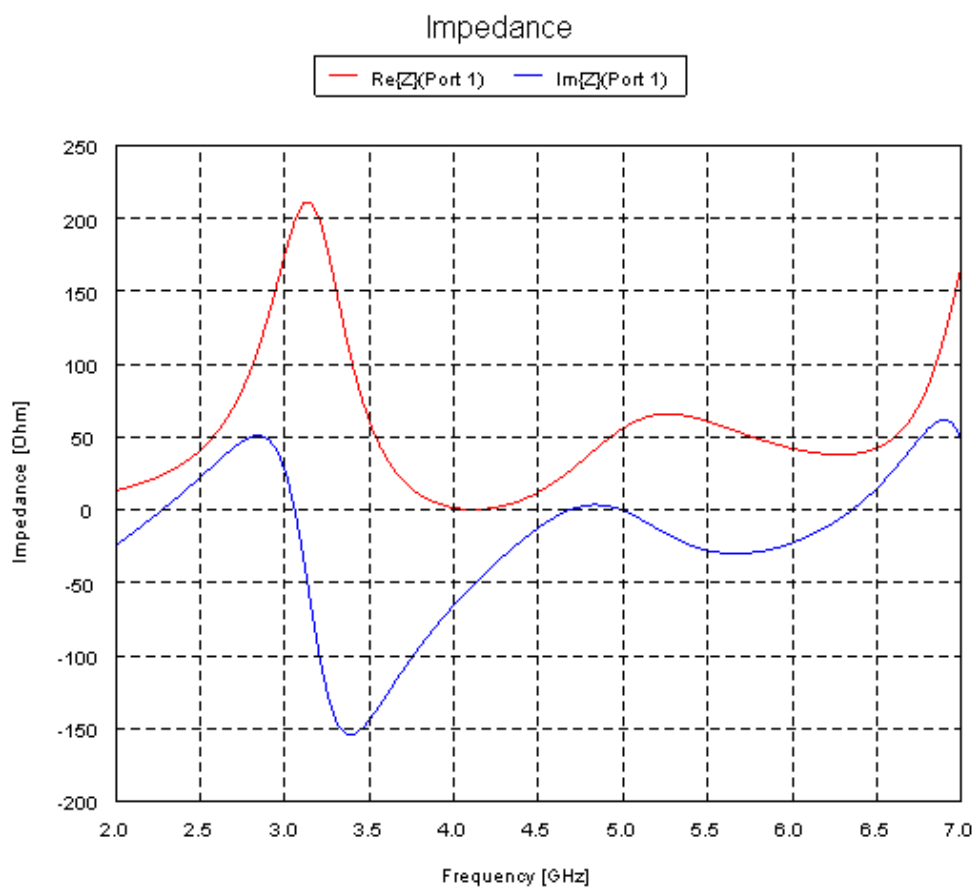
**Figura 62** long=25 mm, W\_antena=3.5 mm, w=5.45 mm, r= 5 mm, W\_LC=0.5mm, D\_C= 1.61 mm, GAP= 0.5 mm, dist\_LC= -2.5 mm

A partir del resultat de la simulació de la Figura 62 es vol augmentar el valor de la capacitat per baixar en freqüència el 2n i 3r mínim d'adaptació. Així doncs s'agafa  $D_C=1.80$  mm.



**Figura 63** long=25 mm,  $W_{\text{antena}}=3.5$  mm,  $w=5.45$  mm,  $r=5$  mm,  $W_{\text{LC}}=0.5$  mm,  $D_C=1.80$  mm, GAP= 0.5 mm, dist<sub>LC</sub>= -2.5 mm

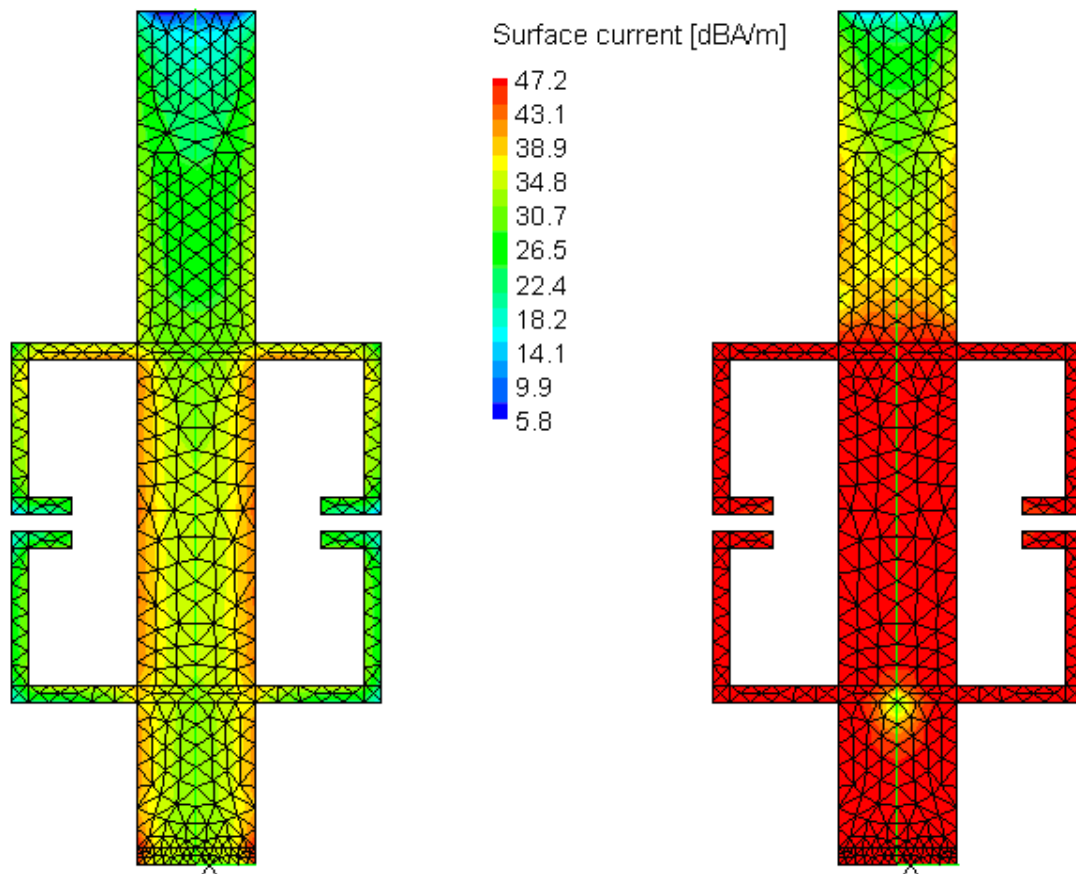
Un cop vistos els resultats de la Figura 63 es realitza una simulació de gran detall (de més de 6 hores) amb el FEKO, els resultats dels quals es mostren a la Figura 64. Es pot observar com s'ha aconseguit l'objectiu de cobrir les bandes 2,45-2,5 GHz i 4,9-5,875 GHz amb un valor de mínim -10 dB. Així doncs, els valors obtinguts en aquesta simulació seran els que utilitzarem per fabricar l'antena.



**Figura 64** long=25 mm, W\_antena=3.5 mm, w=5.45 mm, r= 5 mm, W\_LC=0.5 mm,  
D\_C= 1.80 mm, GAP= 0.5 mm, dist\_LC= -2.5 mm



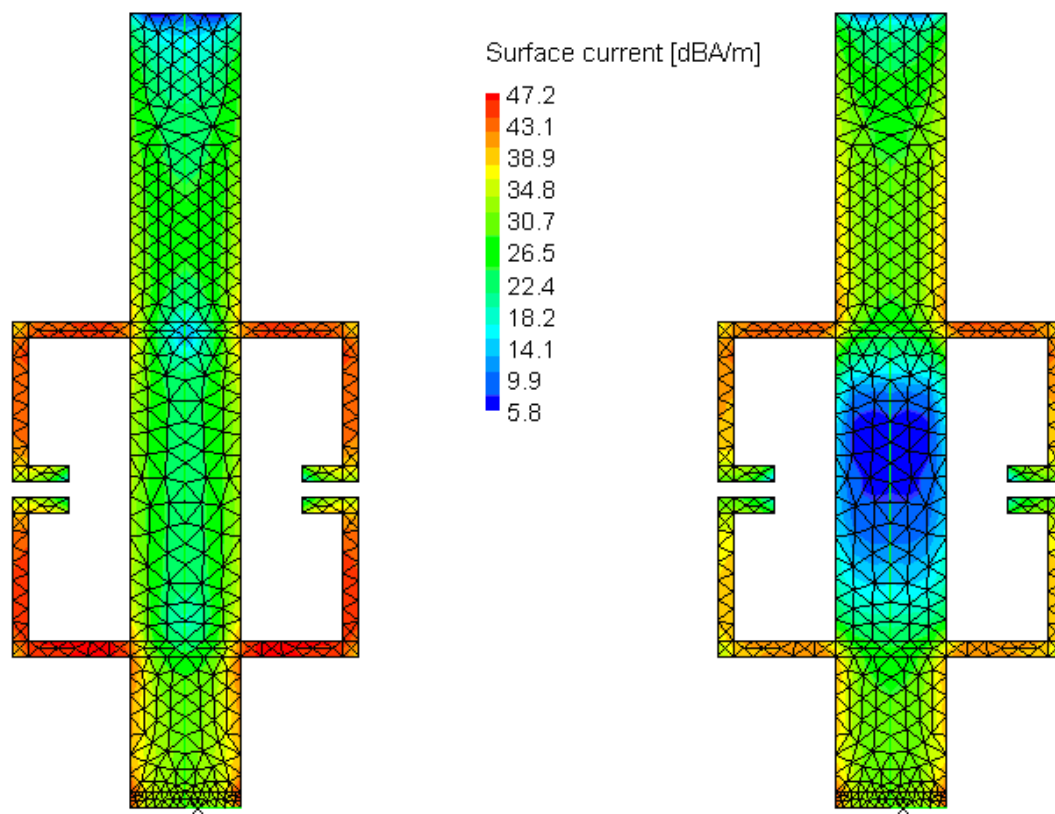
A la Figura 65 i Figura 66 podem observar les distribucions de corrents al llarg de l'antena per les freqüències que ens interessen estudiar. Bàsicament la idea ja s'ha explicat a l'apartat 3.2.2, aquí simplement es tornen a veure els mateixos resultats. El gràfic de l'esquerra de la Figura 65, a 2.45 GHz l'antena està radiant bàsicament en el que és l'eix principal, i per als braços del ressonador passa menys corrent. Al gràfic de la dreta de la Figura 65, a 4.12 GHz és la freqüència en que el ressonador LC està ressonant i tota l'antena al voltant del ressonador està radiant, mentre que a la part superior els corrents tenen menor intensitat. En aquesta freqüència les pèrdues són molt altes i tal i com es veurà a la Figura 67 hi ha un mínim d'eficiència de l'antena. El fet que aquesta freqüència estigui allunyada de les dos bandes d'interès en què volem que treballi la nostra antena és una de les condicions de disseny que s'havien de complir.



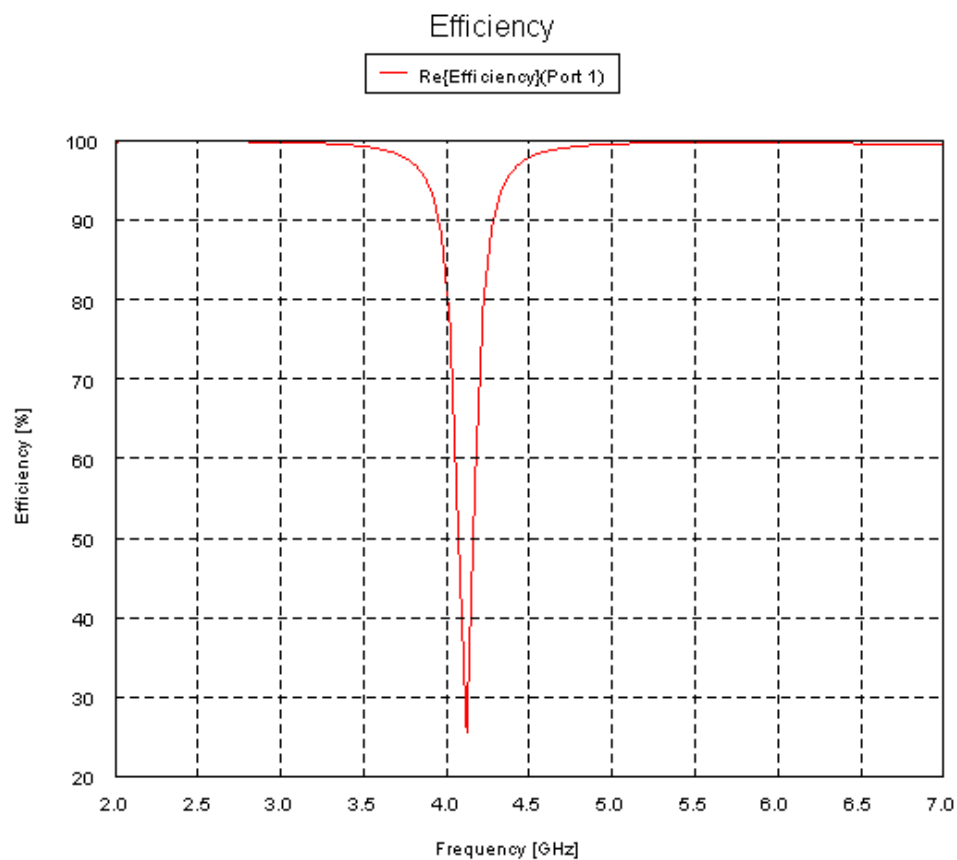
**Figura 65 Distribució de corrents sobre l'antena monopol a 2.45 i 4.12 GHz**

A la Figura 66 al primer gràfic podem observar com la majoria de corrents circulen per la meitat inferior de l'antena i com pel mig del ressonador LC els corrents comencen a ser bastant menors al resta de l'antena. Al segon gràfic de la Figura 66 podem observar com al estar per sobre de la freqüència de ressonància, els corrents circulen pels braços del ressonador, degut a que la impedància de la capacitat modelada és menor per a aquelles freqüències, i els corrents que circulen pel mig de l'antena són molt petits o quasi 0.

A la Figura 67 es pot observar com el mínim d'eficiència està situat a 4,12 GHz. Aquesta freqüència està fora de les dos bandes d'interès a les que volem que treballi la nostra antena, per tant és un bon resultat.

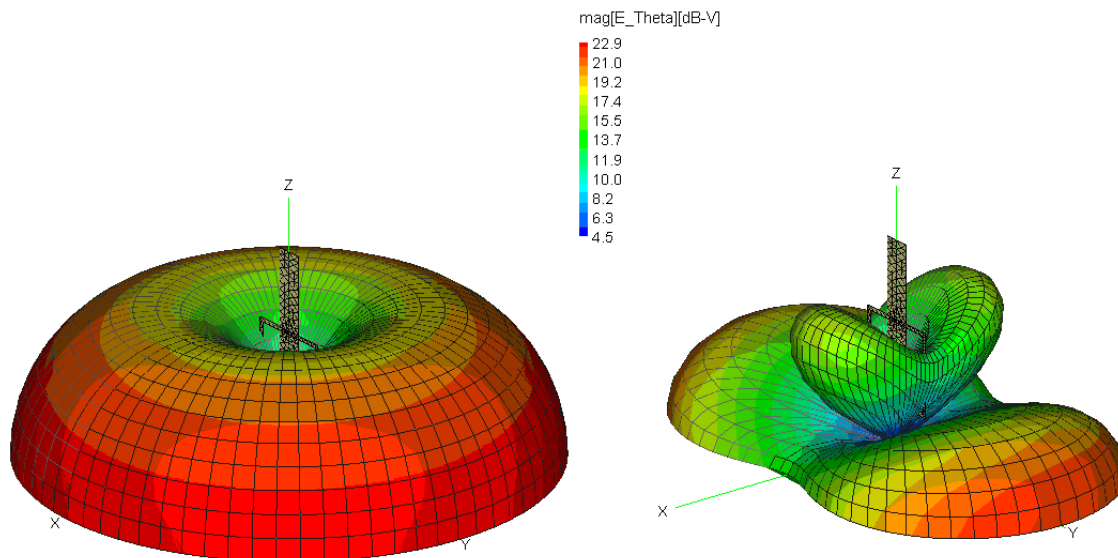


**Figura 66** Distribució de corrents sobre l'antena monopol a 4.9 i 5.8 GHz

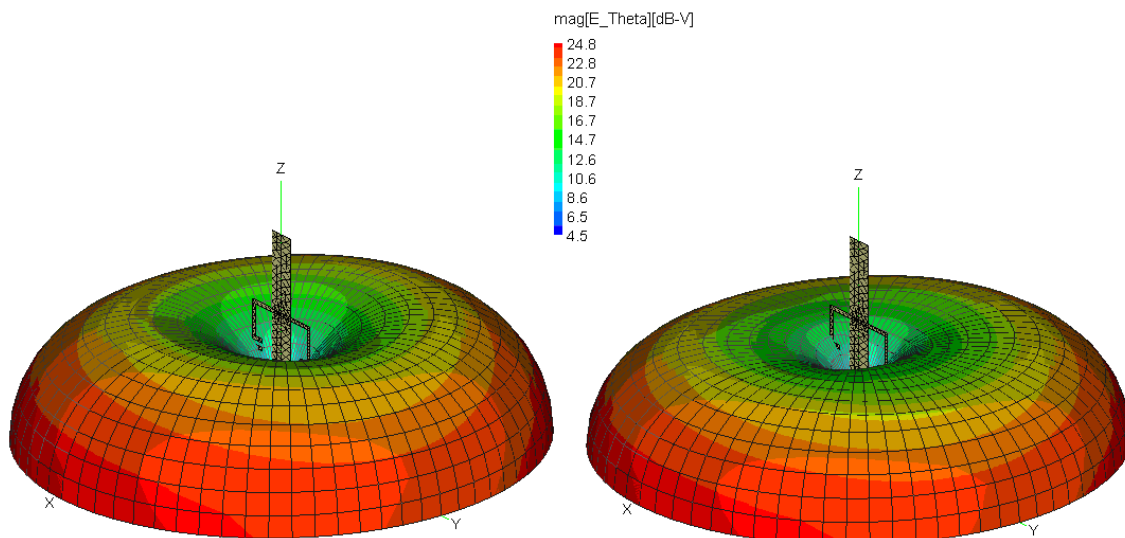


**Figura 67** Representació de l'eficiència de l'antena

A la Figura 68 i Figura 69 hi ha la representació en 3D dels diagrames de radiació simulats. A les freqüències dintre de les bandes d'interès, els diagrames de radiació són totalment omnidireccionals, i per tant compleix amb l'objectiu proposat al principi del projecte. A més a més, també s'ha inclòs una imatge del comportament simulat de la nostra antena fora de la nostra banda d'interès, en la freqüència de ressonància del ressonador LC, a 4.1 GHz, i es pot observar com el diagrama de radiació és totalment abstracte.

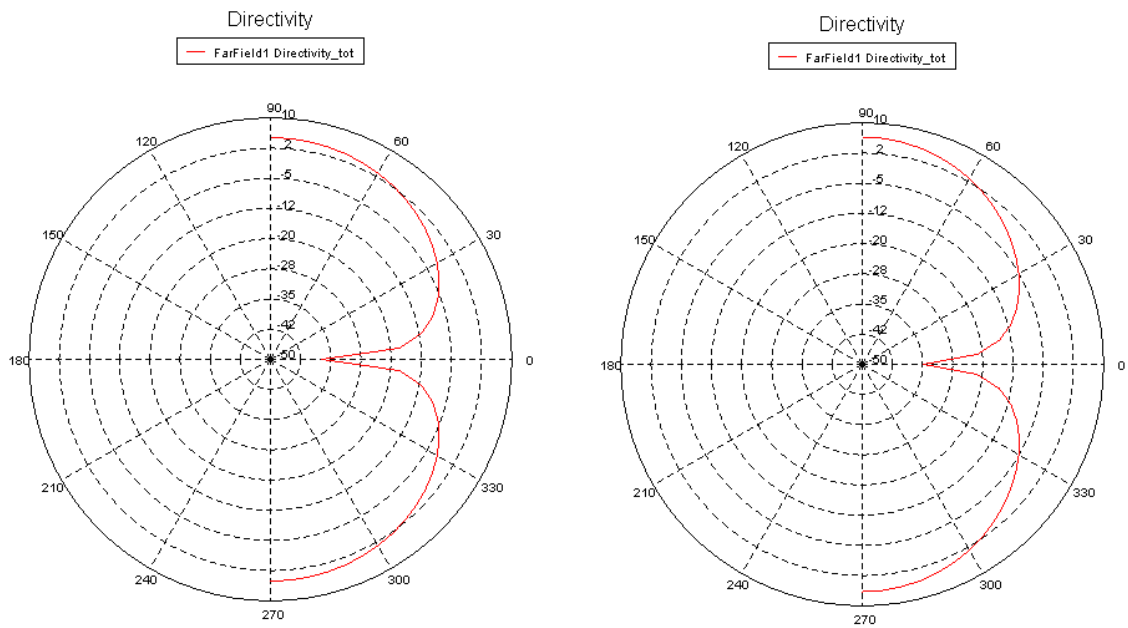


**Figura 68 Diagrama de radiació en 3D a 2.51 GHz i a 4.1 GHz**



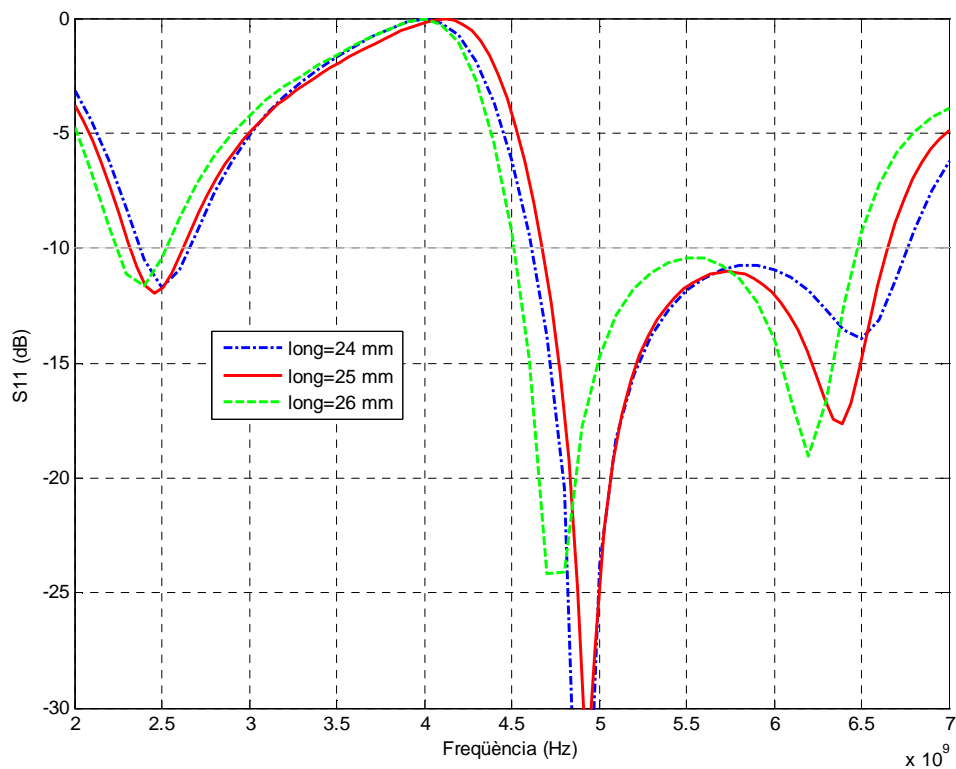
**Figura 69 Diagrama de radiació en 3D a 4.9 GHz i a 5.8 GHz**

Als gràfics de la Figura 70 es mostren els valors de la directivitat de l'antena en dB, que no és més que el tall en 2D del diagrama de radiació en 3D per a les freqüències de 2.45 GHz i 5 GHz.

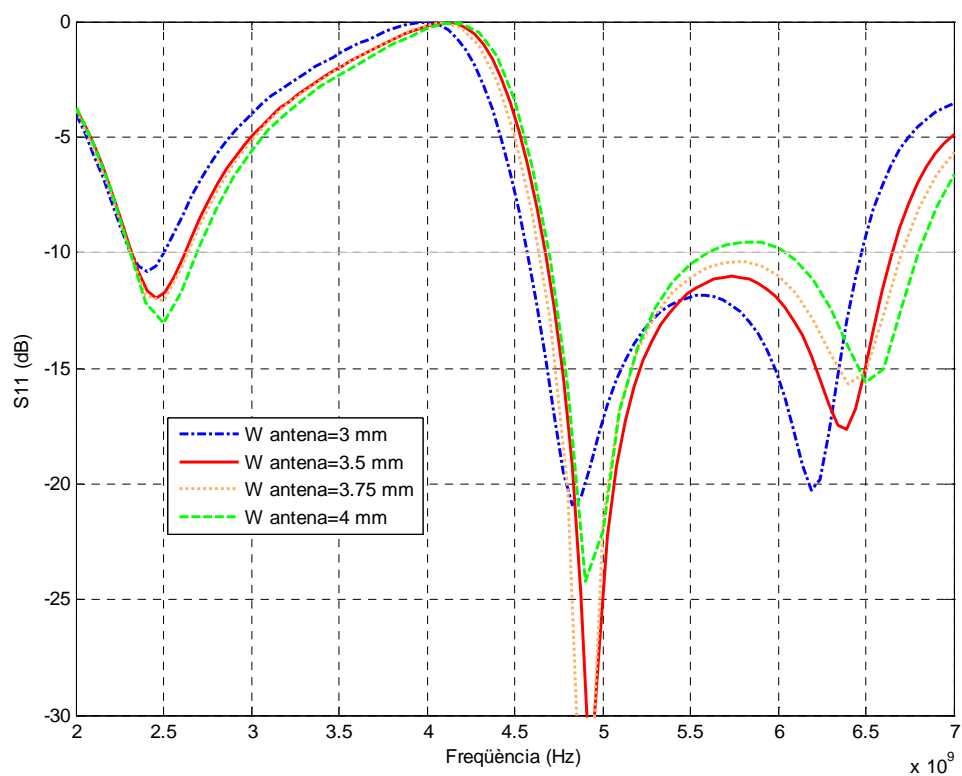


**Figura 70** Gràfics de directivitat de l'antena a 2.45 GHz i 5 GHz

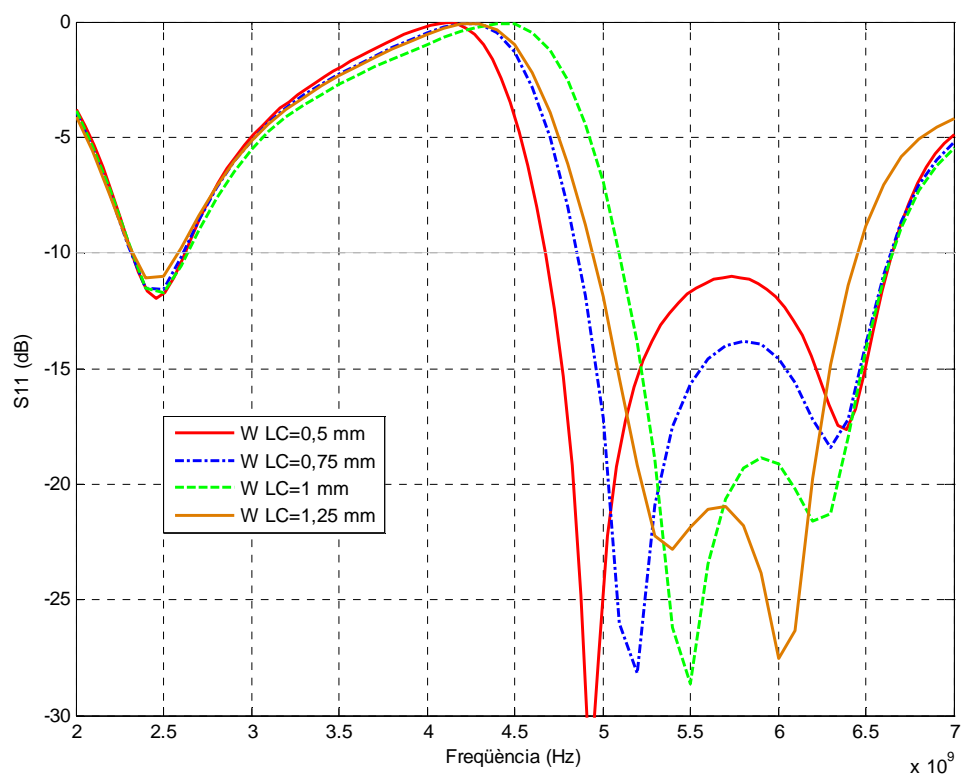
Seguidament, i per tal de clarificar les tendències explicades a la Taula 4, s'han realitzat unes quantes simulacions a partir dels paràmetres de l'antena de la simulació de la Figura 64, modificant en cada figura només un paràmetre de l'antena monopòl i així comprovar les tendències que provoquen.



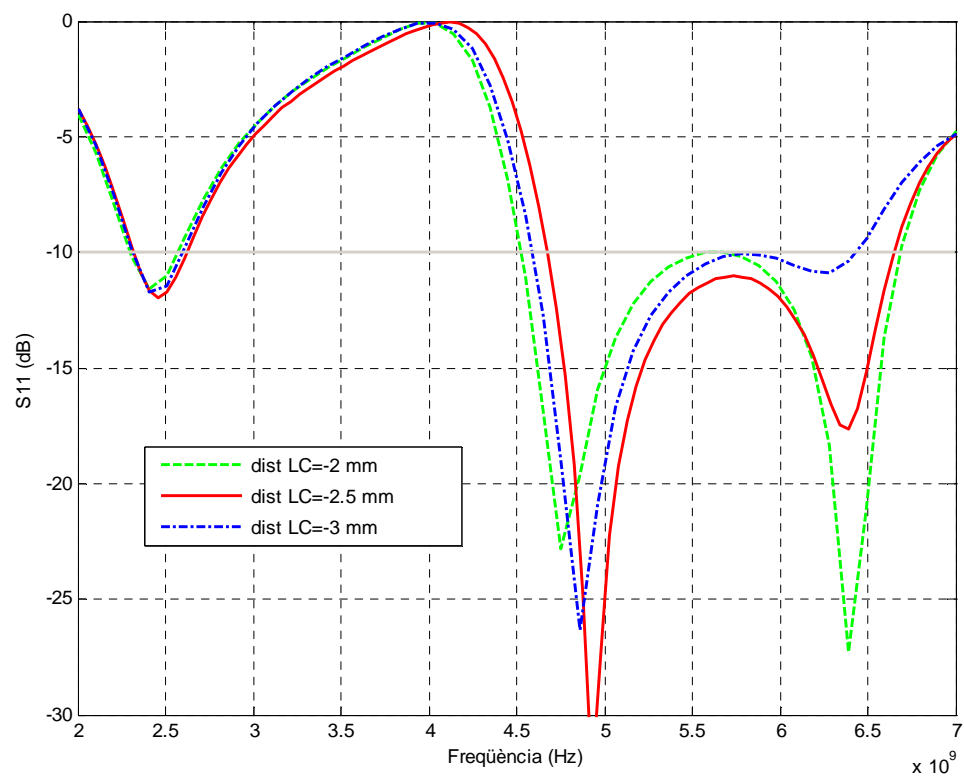
**Figura 71** Representació MATLAB del paràmetre  $S_{11}$  variant paràmetre “long”



**Figura 72 Representació MATLAB del paràmetre  $S_{11}$  variant paràmetre “ $W_{\text{antena}}$ ”**



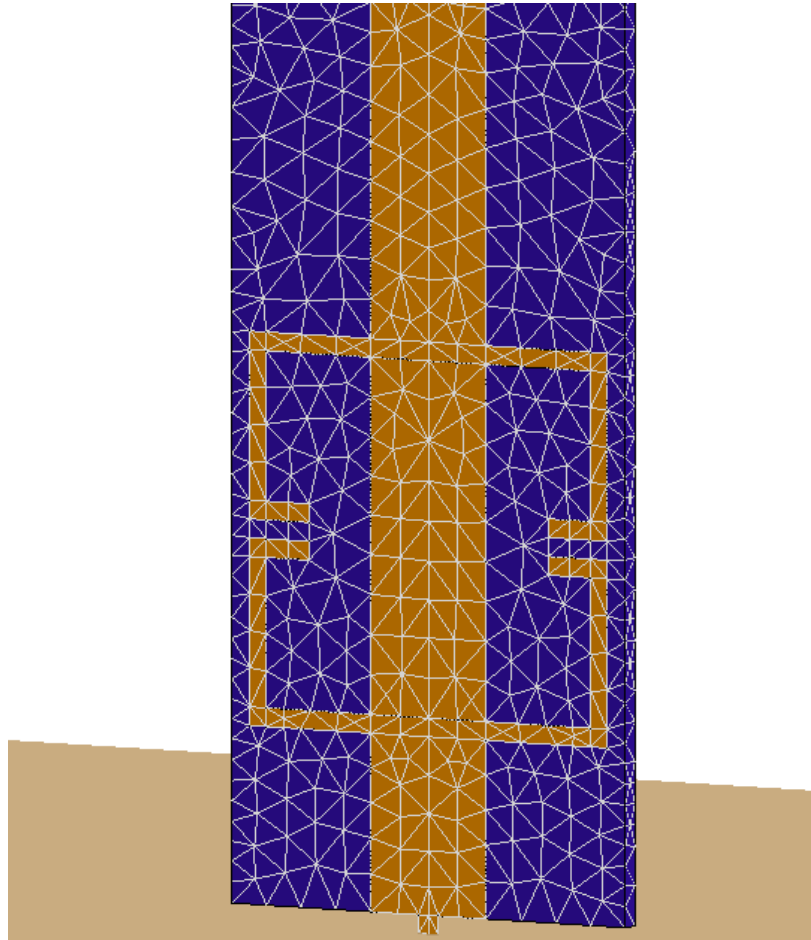
**Figura 73 Representació MATLAB del paràmetre  $S_{11}$  variant paràmetre “ $W_{\text{LC}}$ ”**



**Figura 74 Representació MATLAB del paràmetre  $S_{11}$  variant paràmetre “ $\text{dist\_LC}$ ”**

## 4. Verificació experimental

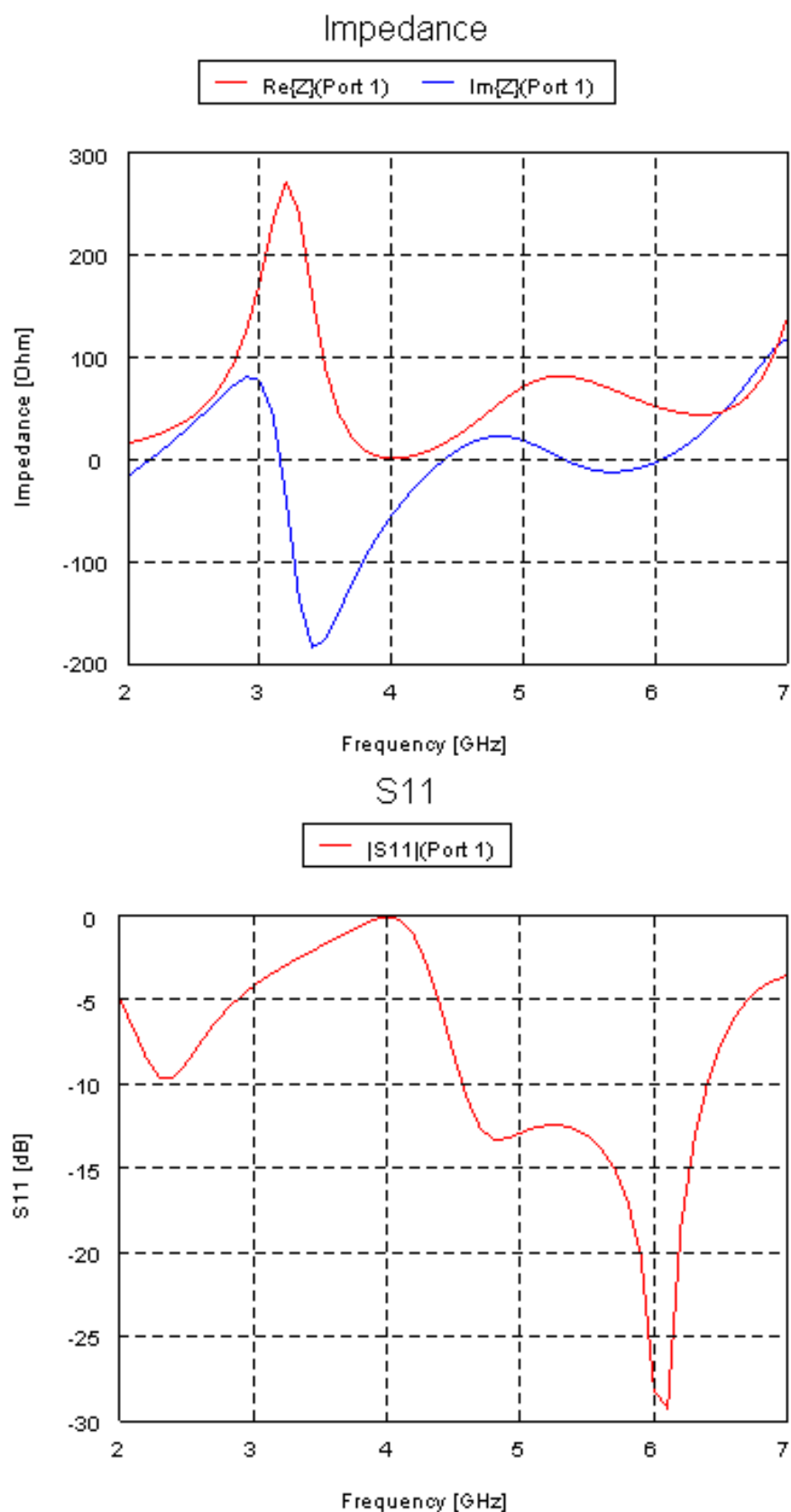
Un cop vist que les simulacions del disseny realitzat complien amb les especificacions del projecte es procedeix a fabricar físicament l'antena. Com ja s'ha comentat, la fabricació de l'antena es realitza sobre dielèctric RO4003C a través del dispositiu per realitzar circuits “*LPKF ProtoMat S62*”. Abans de la implementació física, però, es va realitzar una simulació que simulés el port pel qual s'haurà d'alimentar l'antena tal i com es pot observar a la Figura 75.



**Figura 75** Antena monopol amb els paràmetres a fabricar, amb una tira de 0.6 mm d'amplada inclosa per simular el port.

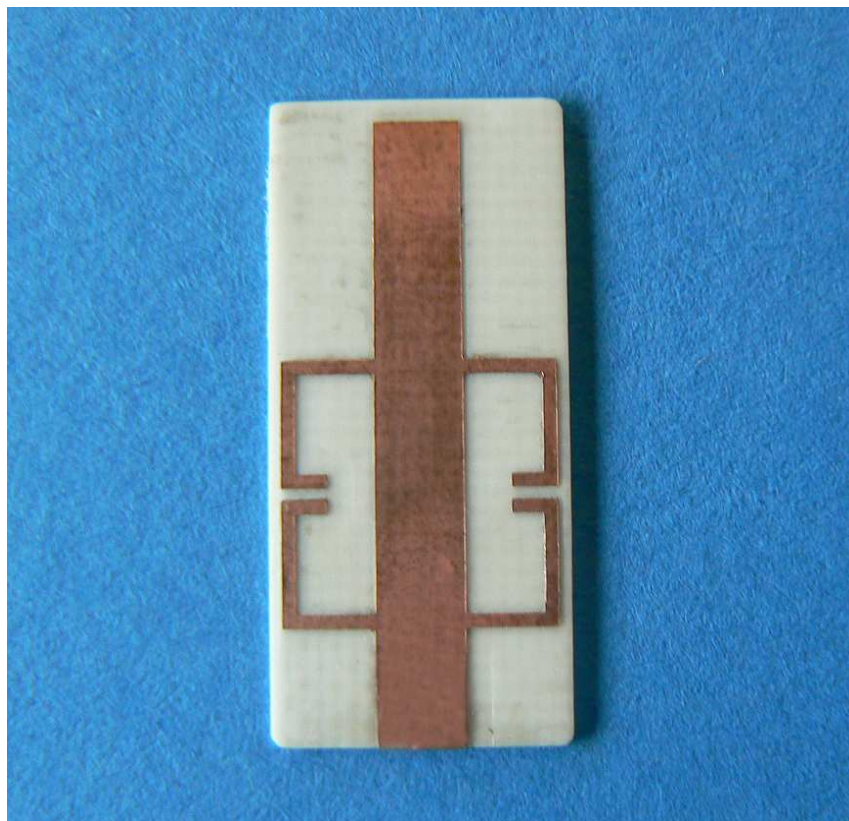
El resultat d'incloure el port es pot observar a la Figura 76, a on el fet més destacable és que en principi la inclusió del port ens desadaptarà la primera banda que volíem aconseguir.

A la Figura 77 es mostra finalment l'antena fabricada a partir dels valors de la Figura 64. A la Figura 78 s'ha situat l'antena a sobre d'un pla de massa infinit (en termes de  $\lambda$ ) i s'ha soldat la base de l'antena al port que ens permetrà mesurar-ne el comportament.

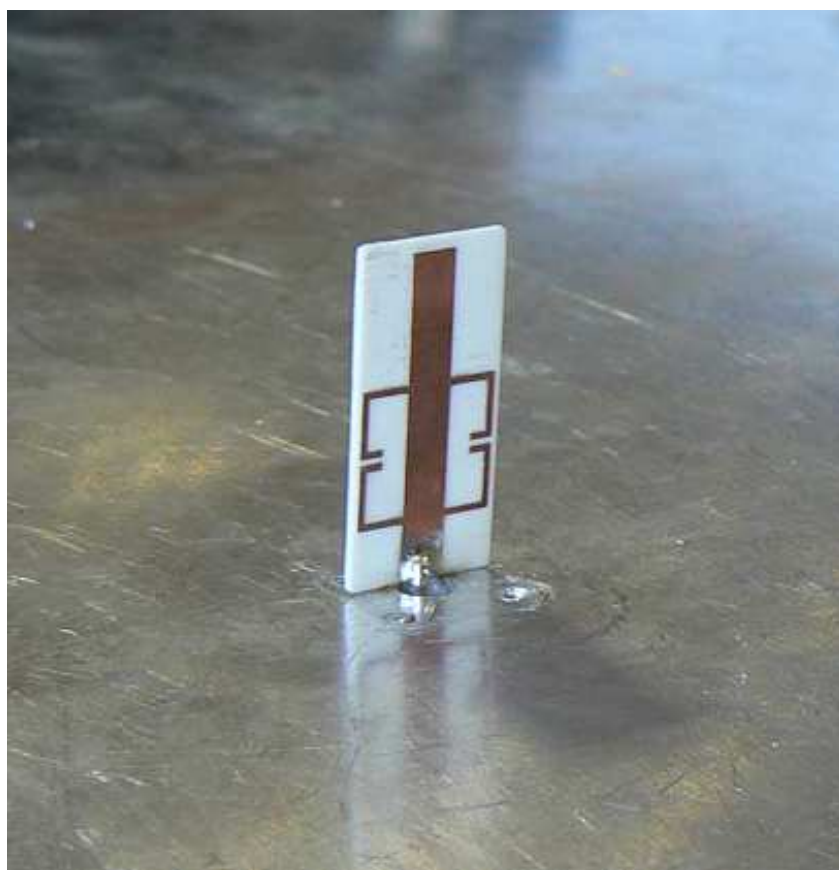


**Figura 76** long=25 mm,  $W_{\text{antena}}=3.5$  mm,  $w=4.95+W_{\text{LC}}$ ,  $r=5$  mm,  $W_{\text{LC}}=0.5$  mm,  $D_{\text{C}}=1.80$  mm, GAP= 0.5 mm, dist<sub>LC</sub>= -2.5 mm amb l'inclusió d'un port d'amplada  $W_{\text{port}}=0.6$  mm



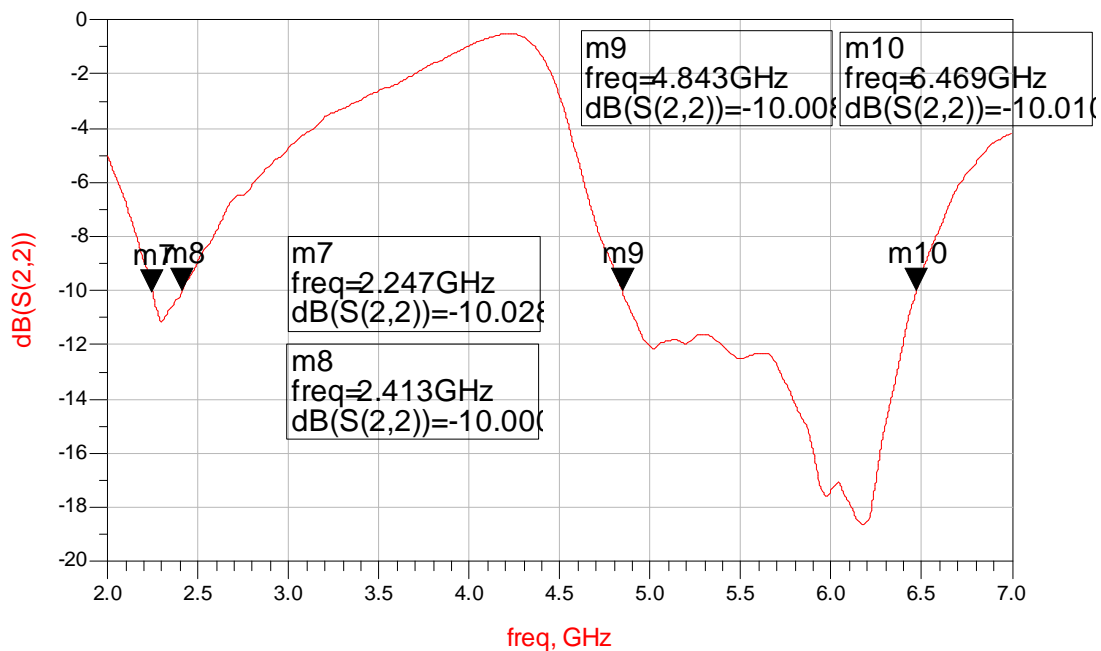


**Figura 77 Antena monopol fabricada**

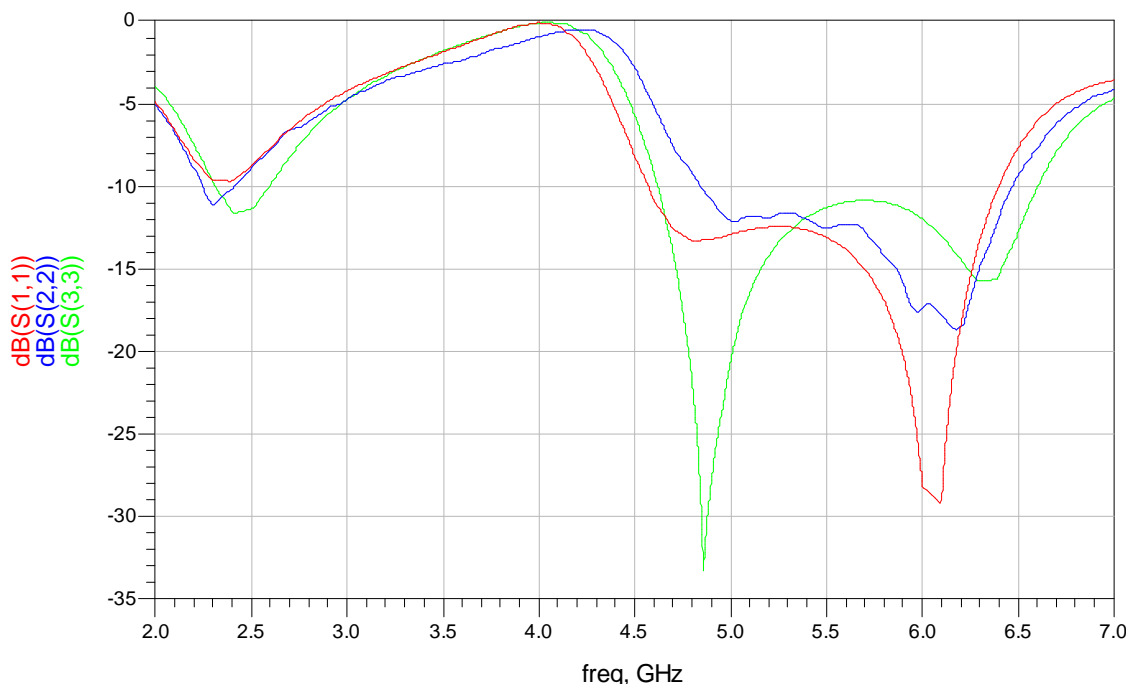


**Figura 78 Antena monopol fabricada situada sobre un pla de massa infinit**

Un cop fabricada l'antena i soldat el port tal com mostra la Figura 78 s'ha mesurat el coeficient de reflexió a través el dispositiu *Agilent Technologies N5230A PNA-L*, s'han exportat les dades a l'ADS i el resultat final es mostra a la Figura 79. Es pot observar com la segona banda aconseguim un ample de banda de més d'1,5 GHz i que a la primera banda s'ha mogut l'adaptació cap a freqüències més baixes. Cal dir que al estar treballant en altes freqüències, qualsevol petit error de fabricació o la mateixa soldadura al port pot fer variar la resposta ni que sigui mínimament. Tot i això, el resultat final s'assembla notablement als simulats, tal i com es pot observar en la comparació de la Figura 80.



**Figura 79 Representació de la mesura del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena monopol fabricada.**



**Figura 80 Comparació paràmetre  $S_{11}$ : Antena final fabricada (blau), Antena final simulada amb port strip (vermell) i Antena final simulada sense port strip (verd).**

## 5. Conclusions

Un cop fabricada i mesurada l'antena monopòl final podem concloure que s'han complert els objectius marcats en el capítol 1.

El model de línia de transmissió ha permès comprovar a base de simulacions molt senzilles i ràpides en ADS el comportament d'una antena dipòl com una línia de transmissió acabada en circuit obert. Seguidament s'ha comprovat com la introducció d'una càrrega inductiva o capacitiva situada al llarg de l'antena pot "allargar" o "escurçar" la longitud de l'antena en termes de  $\lambda$  i així modificar-ne les freqüències de ressonància. Finalment, s'ha estudiat com la introducció d'un trap LC situat al llarg de l'antena introdueix una nova freqüència de ressonància, element clau a l'hora d'aconseguir complir amb les especificacions que ha de tenir la nostra antena finalment.

Tots els resultats i conclusions del model de línia de transmissió s'han anat verificant i comparant amb els resultats obtinguts amb les simulacions del model d'antena de fil realitzat amb FEKO. El model d'antena de fil és una aproximació molt més real al comportament verdader de l'antena, ja que amb el model de línies de transmissió s'ha treballat amb línies ideals. A partir del model d'antena de fil s'ha començat a dissenyar la nostra antena en base als objectius que havia de complir, explicant la variació en freqüència que introduïa el canvi de valor de cada paràmetre que modela l'antena.

A partir del model d'antena de fil s'ha passat al model en estructura planar, de manera que ens ha permès suavitzar les corbes tant de la impedància d'entrada a l'antena, com del gràfic del paràmetre  $S_{11}$ . Arribat a aquesta alçada s'ha demostrat pas a pas el procés seguit en el disseny de la nostra antena, explicant cada paràmetre que s'havia de modificar per aconseguir arribar al nostre objectiu principal.

Comparant el nostre disseny amb altres com [17], s'ha aconseguit els mateixos objectius però variant el modelat de la capacitat del ressonador. Així, a [17], el disseny de la capacitat es realitza com un *CLL-DL*, ja presentat a la Figura 46. Aquest tipus de ressonador té com avantatge arribar a un rang de valors de capacitat modelada més gran que la capacitat modelada de la nostra antena en *CLL*. Per contra, l'avantatge de ressonador *CLL* és que només s'ha de fabricar en una capa del dielèctric, mentre que el *CLL-DL* es realitza en dues capes, fet que en fa la seva fabricació més complexa.

Finalment, s'ha aconseguit dissenyar i fabricar una antena monopòl en estructura planar amb un nivell d'adaptació del paràmetre  $S_{11}$  menor a -10 dB per a les bandes WLAN de 2,45-2,5 GHz (802.11b/g) i 4,9-5,875 GHz (802.11a/h/j). A més a més, en base a les simulacions de gran detall realitzades s'ha comprovat que el diagrama de radiació de l'antena per aquestes bandes és omnidireccional, fet imprescindible per a les comunicacions mòbils, i que el mínim d'eficiència de la nostra antena que introduïa el ressonador LC estigués fora de les nostres bandes d'interès.

## 6. Bibliografia

- [1] Wang, H. Y., "Dual-resonance monopole antenna with tuning stubs," *IEEE Proceedings – Microwave, Antennas and Propagation*, Vol. 153, No. 4, 395-399, 2006.
- [2] Kim, S. M., K. S. Yoon, and W. G. Yang, "Dual wideband sleeve dipole type antenna for S-DMB and 2.4/5 GHz WLAN," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No. 10, 2440-2443, 2007.
- [3] Puente, C., J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 4, 517-524, 1998.
- [4] Wang, C.-J. and S.-W. Chang, "Studies on dual-band multi-slot antennas," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 83, 293–306, 2008.
- [5] Lim, E. H. and K. W. Leung, "Dual-wideband rectangular dielectric resonator antenna for WLAN communications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48, No. 2, 378–380, 2006.
- [6] Straw R. D., *The ARRL Antenna Book*, 21st ed., Newington, The National Association for Amateur Radio, 2007, ch. 7
- [7] J. Gemio, J. Parrón, P. de Paco, G. Junkin, J. Marín, O. Menéndez, "A split-ring-resonator loaded monopole for triple band applications", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, pp. 241-250, 2010.
- [8] [www.agilent.com/find/ads](http://www.agilent.com/find/ads)
- [9] [www.feko.info/](http://www.feko.info/)
- [10] [www.mathworks.com/](http://www.mathworks.com/)
- [11] Pàgina web IEEE: [www.ieee.org](http://www.ieee.org)
- [12] A. Cardama et al., "Antenas" Edicions UPC, Barcelona, 2<sup>a</sup> edició, 2002.
- [13] C.A. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", Harper & Row Publishers, Inc., New York, 2<sup>a</sup> edició, 1992.
- [14] J. Font, "Modelado circuital de estructuras selectivas en frecuencia basadas en metamateriales", Memòria del Treball de Recerca, Màster en Enginyeria Micro i Nanoelectrònica, 2007.
- [15] Gevorgina, S.; Linner, P.; Kollberg, E., "Analytic approximation for open-end capacitance in symmetric coplanar-strip waveguides" *Electronics Letters* Volume 37, Issue 20, 27 Sep 2001 Page(s): 1226-1228
- [16] F. W. Grover, "Inductance Calculations", Dover Phoenix Editions, 2004
- [17] J. Gemio, G. Junkin, J. Parron, R. Villarino, "Resonator-Loaded Dual-Band Monopole for Universal WLAN", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, no., pp. 736-739, 2009.
- [18] <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?pn=N5230A>

**Resum:**

*En aquest treball s'ha dissenyat i fabricat una antena monopòl en estructura planar capaç de treballar correctament a les freqüències WLAN de 2,45-2,5 GHz (802.11b/g) i 4,9-5,875 GHz (802.11a/h/j).*

*Per arribar a aquest objectiu primer s'ha presentat el model de línia de transmissió acabada en circuit obert per simular el comportament d'una antena. S'han comparat i verificat els resultats amb el model d'antena de fil. Seguidament, s'ha estudiat el comportament que introdueix el fet de carregar l'antena amb un ressonador LC. Finalment, s'ha passat del model d'antena de fil a una estructura planar. Aquesta geometria ha permès la realització del trap LC de forma distribuïda a través d'un ressonador CLL. El principi de disseny de l'antena està basat en la introducció d'aquest ressonador CLL amb freqüència de ressonància situada entre les dos bandes de treball i que junt amb l'ajust dels diversos paràmetres que defineixen l'antena han permès obtenir més 1 GHz d'ample de banda a la freqüència de 5 GHz.*

**Resumen:**

*En este trabajo se ha diseñado y fabricado una antena monopolo en estructura plana capaz de trabajar correctamente en las frecuencias WLAN de 2,45-2,5 GHz (802.11b/g) i 4,9-5,875 GHz (802.11a/h/j).*

*Para llegar a este objetivo se ha presentado el modelo de línea de transmisión terminada en circuito abierto para simular el comportamiento de una antena. Se han comparado y verificado los resultados con el modelo de antena de hilo. Seguidamente, se ha estudiado el comportamiento que introduce el hecho de cargar la antena con un resonador LC. Finalmente, se ha pasado del modelo de antena de hilo a una estructura plana. Ésta geometría ha permitido la realización del trap LC de forma distribuida a través de un resonador CLL. El principio de diseño de la antena está basado en la introducción de este resonador CLL con frecuencia de resonancia situada entre las dos bandas de trabajo y que junto al ajuste de los diferentes parámetros que definen la antena han permitido obtener más de 1 GHz de ancho de banda a la frecuencia de 5 GHz.*

**Summary:**

*In this work we have designed and fabricated a monopole antenna in planar technology with an efficient dual-band operation at WLAN frequencies of 2.45 to 2.5 GHz (802.11b/g) and 4.9 to 5.875 GHz (802.11a/h/j).*

*In order to achieve our objective we have presented the model of transmission line terminated in open circuit to simulate the behaviour of an antenna. Results have been compared and verified with the wire antenna model. It has also been analysed the behaviour introduced when the antenna is loaded with an LC resonator. Finally, the wire antenna model has been changed by a planar structure. This geometry has allowed us to make the LC trap in a distributed way through a CLL resonator. The principle of antenna design is based on the introduction of the CLL resonator with resonant frequency located between the two WLAN bands which together with a fine-tuning of the different parameters defining the antenna have achieved more than 1 GHz bandwidth around 5 GHz.*